

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関
国際事務局(43)国際公開日
2004年9月10日 (10.09.2004)

PCT

(10)国際公開番号
WO 2004/077669 A1

(51)国際特許分類7:

H03K 3/84

(72)発明者: および

(21)国際出願番号:

PCT/JP2004/002480

(75)発明者/出願人(米国についてのみ): 上田 路人 (UEDA, Michihito).

(22)国際出願日:

2004年3月1日 (01.03.2004)

(25)国際出願の言語:

日本語

(74)代理人: 角田 嘉宏, 外(SUMIDA, Yoshihiro et al.); 〒6500031 兵庫県神戸市中央区東町123番地の1 貿易ビル3階有古特許事務所 Hyogo (JP).

(26)国際公開の言語:

日本語

(30)優先権データ:

特願2003-052827 2003年2月28日 (28.02.2003) JP
特願2003-112353 2003年4月17日 (17.04.2003) JP

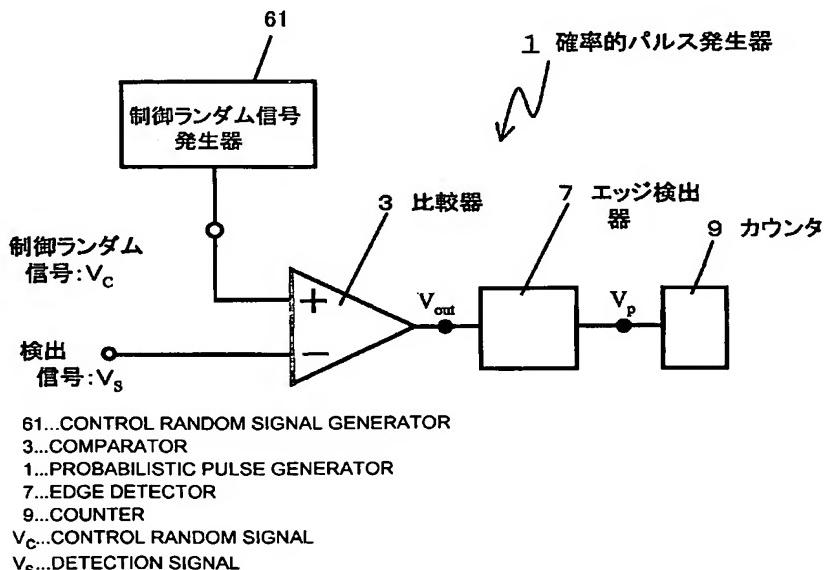
(71)出願人(米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).

(81)指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE,

(締葉有)

(54)Title: PROBABILISTIC PULSE GENERATOR AND DIFFERENTIAL ABSOLUTE VALUE COMPUTING ELEMENT AND MANHATTAN DISTANCE ARITHMETIC UNIT USING THIS

(54)発明の名称: 確率的パルス発生器と差分絶対値演算器及びこれを用いたマンハッタン距離演算装置



(57) Abstract: A probabilistic pulse generator (1) comprising a variable signal generator (61) for generating a variable signal (V_c) varying at random, and a comparator (3) for outputting a two-value (high or low) signal (V_{out}) according to which is larger, one input signal or the other input signal, wherein a variable signal (V_c) is input to the comparator (3) from a variable signal generator (61) as the one input signal, and accordingly the comparator (3) outputs in a probabilistic manner as many pulses as matching the magnitude of the other input signal (V_s).

(57)要約: 本発明の確率的パルス発生器(1)は、ランダムに変動する変動信号(V_c)を発生する変動信号発生器(61)と、一方の入力信号と他方の入力信号との大小に応じて High または Low の2値信号(V_{out})を出力する比較器(3)とを備え、比較器(3)に変動信号発生器(61)から変動信号(V_c)が前記一方の入力信号として入力され、それにより、比較器(3)が前記他方の入力信号(V_s)の大きさ

(締葉有)

WO 2004/077669 A1



SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US,
UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG,
CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL,
SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ヨーラシア (AM, AZ, BY, KG,
KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY,
CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC,

添付公開書類:
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明細書

確率的パルス発生器と差分絶対値演算器及びこれを用いたマンハッタン距離演算装置

〔技術分野〕

5 本発明は、アナログ電圧の大きさに対応した数のパルスを確率的に発生する確率的パルス発生器、これを用いた差分絶対値演算器、及びこれを用いたマンハッタン距離演算装置に関する。

〔技術背景〕

信号にノイズが混入すれば、S/N比は悪化し、元の信号を取得することは困難になることはいわゆる信号処理において一般的な常識と考えられている。しかし、自然界において生物はノイズにまみれた信号を極めて低消費パワーで処理して生活を行っている。その重要なメカニズムの1つとして確率共鳴現象という現象が確認されている。確率共鳴現象とは、ノイズを付与した双安定系において、むしろS/N比が改善される場合があるという現象である。

このような現象を工業に応用しようという従来例（以下、第1の従来例という）として、例えば特開2000-3350号公報に記載された「時空間パターン検出方法及び装置ならびに記録媒体」が挙げられる。

第13図に第1の従来例における検出信号を検出する方法を説明する図を示す。この第1の従来例ではニューラルネットワークという演算手法においてノイズが混入した信号を検出する方法が示されている。

第13図によれば、まず手順101、102においてノイズを含まないパターンをニューラルネットに学習させた後、手順103でノイズを含む信号をこのニューラルネットに入力してさらに手順104で確率共鳴（確率共振）を発生させ、その後、手順106でフーリエ変換することにより特徴的な周波数ピークを見つけ、それによりノイズが混入した信号から元信号の周波数を見つけることが開示されている。

しかしながら、上記第1の従来例の検出方法では、そもそもノイズがどういうものであるかの定義が全く開示されておらず、例えばノイズに強い周波数成分が含まれている場合には、最終的な周波数ピーク検出でそれが解析されてしまい、正確な検出ができないという課題があった。

5 一方、近年のパーソナルコンピュータ（PC）の普及に見られるように、半導体素子も家庭内での使用も大幅に普及してき、単なる数値演算のみならず、インターネット、メールや画像処理など、個人的な用途での使用分野が増加しつつある。

しかしながら、これほど高速に演算できるようになったPCにおいて
10 も、全ての演算に対して十分な速度が得られているわけではない。例えば、人の発する声や言語を認識したり、カメラに写った人が誰であるかを認識したりするといった処理は、膨大な量の演算を行う必要があるため、実時間による処理は困難である。

15 このような認識処理の基本は、記憶されている音声や顔などの情報をベクトル化して参照ベクトルとして記憶しておき、入力情報を同様にベクトル化して入力ベクトルとし、これらの類似を検出し、どれに最も近いかという演算を行うことである。このようなベクトル比較処理は、連想メモリ、ベクトル量子化、動き予測等のパターン認識、及びデータ圧縮等の幅広い情報処理に利用され得る基本的な処理である。

20 このようなベクトル比較はいずれの用途においても膨大な演算量を必要とし、また従来のPCに代表されるノイマン型コンピュータでは、その原理として全てのベクトル比較演算を一旦終了しないと、どれが一番近いかを抽出できず、結果として非常に時間を要してしまう。

25 このような複数の数値間（数値の組みと数値の組みとの間）の「近さ」を高速に演算する新概念の従来の装置（以下、第2の従来例という）として、例えば、IEICE Transactions on Electronics, Vol. E84-C, No. 12, Decem

m b e r 2 0 0 , p p 1 7 2 3 - 1 7 2 9 項に記載の "A CMOS Stochastic Associative Processor Using PWM Chaotic Signals." が挙げられる。

第34図に、上記第2の従来例の距離演算装置の構成を示す。

5 第34図の距離演算装置は、デジタルデータの一致／不一致を確率的に演算する装置である。入力データ101と記憶データ103とが一致する場合（両者とも1または両者とも0の場合）はXNOR回路120により1が出力される。XNOR回路120の出力側にはパルス幅がカオス的に変化するPWMカオス発生器121が接続されている。ここで
10 PWMカオスが発生した後、ある時間後にラッチ信号105をラッチ回路122に入力すると、そのときの入力が保持される。ラッチ回路122にはカオス的に幅が変動する信号が入力されているので、ラッチ回路122が保持する値がHighとなる動作は確率的動作となる。そしてHighが保持されるとスイッチ109がONとなり電流源107により電流が供給される。これら電流の総和を検出し、上位抽出回路111により比較することで、入力データ101の群と記憶データ103の群が近いものほど電流が確率的に大きく検出されるので、ベクトル間の近さ（この場合ハミング距離）を確率的に演算することができる。なお、上記第2の従来例に用いられるカオスとして、第35図の写像マップに示されるような、いわゆるロジスティックカオスが用いられる。
20 しかしながら、上記第2の従来例の距離演算装置は、まず第1にデジタル情報の比較であるために2値の比較しか実行できない。すなわち、このままではハミング距離演算装置としてしか動作しない。よって多ビット情報の比較には、2値比較をビット数の分だけ実行することになり、
25 効率的ではない。

また、そもそも2値情報の比較（距離演算）はXNORで完了しているため、その後、カオスを導入して解を確率的にすることは演算のエネ

ルギ効率の観点からも不利であり、距離演算装置としてはデジタルのみの演算に対して、消費エネルギーの低減はあまり期待できない。

[発明の開示]

本発明は信号にノイズが含まれている場合に元の信号の周期成分を抽出することが可能な演算装置を提供することを第1の目的としている。
5

また、本発明は消費エネルギーを低減しつつマンハッタン距離を演算可能な演算装置を提供することを第2の目的としている。

本件発明者は、これらの目的を達成すべく検討した結果、まず、確率共鳴を工業応用するためには、従来例でノイズと記述されたランダム信号を制御することが非常に重要であることに思い当たった。そして、これを具現化しつつ上記第1の目的を達成するものとして、パルスの発生を所望の確率に制御することを可能とする確率的パルス発生器を想到した。
10
15

そして、この確率パルス発生器を用いると、消費エネルギーを低減しつつマンハッタン距離を演算可能な演算装置を提供するという第2の目的を達成できることを見出した。

すなわち、本発明の確率的パルス発生器は、ランダムに変動する変動信号を発生する変動信号発生器と、一方の入力信号と他方の入力信号との大小に応じてHighまたはLowの2値信号を出力する比較器とを備え、前記比較器に前記変動信号発生器から前記変動信号が前記一方の入力信号として入力され、それにより、前記比較器が前記他方の入力信号の大きさに対応した数のパルスを確率的に出力する。
20
25

前記変動信号発生器が前記変動信号としてその大きさが統計的にヒストグラムを有する制御ランダム信号を発生し、前記制御ランダム信号のヒストグラムの分布により前記パルスの統計的なヒストグラムが制御されてもよい。

前記他方の入力信号が少なくとも周期的信号を成分に含んでいてもよ

い。

前記変動信号発生器は記憶装置を有し、前記制御ランダム信号を、前記記憶装置に記憶された所定のヒストグラムの乱数デジタルデータをデジタル／アナログ変換して発生してもよい。

- 5 前記所定のヒストグラムの乱数デジタルデータは、逆変換法または棄却法により得られたものであってもよい。

前記制御ランダム信号は前記他方の入力信号の前記周期的信号の周波数帯域より高い周波数成分を含み、前記パルス発生器は前記周期的信号の周波数帯域より高い周波数の周波数帯域を遮断するローパスフィルタを有し、前記比較器から出力されるパルスが前記ローパスフィルタに入力されてもよい。このような構成とすると、周期的信号の検出性をより高めることができる。

- 10 前記変動信号発生器が少なくとも無限時間後に均一なヒストグラムを有するランダムな変動信号を発生してもよい。このような構成とすると、
15 パルスの発生確率が他方の入力信号に対し線形となる。

前記変動信号がテント写像のカオスであってもよい。

前記変動信号がベルヌーイ・シフト写像のカオスであってもよい。

前記変動信号が一様乱数であってもよい。

前記比較器がアナログコンパレータであってもよい。

- 20 前記比較器がチョッパ型CMOSコンパレータであってもよい。

前記他方の入力信号が前記チョッパ型CMOSコンパレータに入力されかつ該チョッパ型CMOSコンパレータにて保持され、その後、前記変動信号が該チョッパ型CMOSコンパレータに連続して入力されてもよい。

- 25 また、本発明に係る差分絶対値演算器は、請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器でそれぞれ構成された第1、第2の確率的パルス発生器と、前記第1の確率的パルス発生器からの出力と前記第2の確率的パ

ルス発生器からの出力との排他的論理和を出力する排他的論理回路とを備え、前記第1の確率的パルス発生器への前記他方の入力信号及び前記変動信号がそれぞれ V_{s_1} 、 V_{c_1} かつ前記第1の確率的パルス発生器からの出力が V_{o_1} であり、前記第2の確率的パルス発生器への前記他

5 方の入力信号及び前記変動信号がそれぞれ V_{s_2} 、 V_{c_2} かつ前記第2の確率的パルス発生器からの出力が V_{o_2} であるとき、前記変動信号 V_{c_1} と前記変動信号 V_{c_2} とが同一の変動信号であり、それにより、前記他方の入力信号 V_{s_1} の値と前記他方の入力信号 V_{s_2} の値との差分の絶対値が、前記排他的論理和からなる確率的なパルスの数として得られる。

10 前記排他的論理和からなる確率的なパルスは、前記他方の入力信号 V_{s_1} の値と前記他方の入力信号 V_{s_2} の値との差分の絶対値が小さいほどパルス発生確率が小さくてもよい。

前記変動信号 V_{c_1} 、 V_{c_2} が、同じ数列を繰り返すようにして発生されてもよい。

15 また、本発明のマンハッタン距離演算装置は、請求の範囲第14項記載の差分絶対値演算器が、1つの前記変動信号発生器に複数並列に接続され、各々の前記差分絶対値演算器への前記他方の入力信号 V_{s_1} 及び前記他方の入力信号 V_{s_2} として、前記差分絶対値演算器の数に対応する数の要素をそれぞれ有する2つのベクトルの各要素に対応する信号がそれ

20 ぞれ入力され、それにより、前記2つのベクトルのマンハッタン距離が確率的なパルス数として得られる。このような構成とすると、パルスの発生が確率的であるために発生するマンハッタン距離演算の逆転を防止することができる。

また、本発明の確率的パルス発生器の駆動方法は、一方の入力信号と他方の入力信号との大小に応じてHighまたはLowの2値信号を出力する比較器を備えた確率的パルス発生器の駆動方法であって、前記比較器に、ランダムに変動する変動信号が前記一方の入力信号として入力

され、それにより、前記比較器から前記他方の入力信号の大きさに対応した数のパルスが確率的に出力される。

本発明の上記目的、他の目的、特徴、及び利点は、添付図面参照の下、以下の好適な実施態様の詳細な説明から明らかにされる。

5 [図面の簡単な説明]

第1図は本発明の実施の形態1の確率的パルス発生器の構成を示す回路図である。

第2図は第1図の確率的パルス発生器の比較器の特性を示すグラフである。

10 第3図は第1図の確率的パルス発生器のエッジ検出器の構成例を示す回路図である。

第4図は第3図のエッジ検出器の動作を示すグラフである。

第5図(a), (b)は第1図の確率的パルス発生器の動作を示すグラフである。

15 第6図は第1図の確率的パルス発生器のパルス発生確率を説明するための模式図である。

第7図は本発明の実施の形態1における制御ランダム信号取得の一例を説明するためのグラフである。

20 第8図は本発明の実施の形態1における制御ランダム信号発生関数の一例を示すグラフである。

第9図は本発明の実施の形態1における制御ランダム信号発生関数の信号発生状況を示すグラフである。

第10図(a)～(c)は本発明の実施の形態1における制御ランダム信号の発生回数と発生頻度との相関を示すグラフである。

25 第11図は本発明の実施の形態2の確率的パルス発生器の構成を示す回路図である。

第12図は第11図の確率的パルス発生器の各部位における信号電圧

の波形を示すグラフである。

第13図は第1の従来例の確率的パルスを用いた演算法の一例を示すフローチャートである。

第14図は本発明の実施の形態3の確率的パルス発生器の構成を示す5回路図である。

第15図は第14図の確率的パルス発生器の変動信号発生器の構成を示す回路図である。

第16図は第14図の確率的パルス発生器のパルス発生状況を示すグラフである。

10 第17図は本発明の実施の形態3における変動信号の特性を示すグラフである。

第18図は第14図の確率的パルス発生器のパルス発生確率の計算原理を説明する模式図である。

15 第19図は本発明の実施の形態4の確率的パルス発生器の変動信号の発生原理を示す模式図である。

第20図(a), (b)は本発明の実施の形態4の確率的パルス発生器のパルス発生確率の計算原理を示す模式図である。

第21図は本発明の実施の形態4の確率的パルス発生器のパルス発生確率の厳密解を示すグラフである。

20 第22図は本発明の実施の形態5の確率的パルス発生器の変動信号の発生原理を示す模式図である。

第23図(a), (b)は本発明の実施の形態5の確率的パルス発生器のパルス発生確率の計算原理を示す模式図である。

25 第24図は本発明の実施の形態5の確率的パルス発生器のパルス発生確率の厳密解を示すグラフである。

第25図は本発明の実施の形態6の確率的パルス発生器の構成例を示す回路図である。

第26図(a), (b)は本発明の実施の形態6の確率的パルス発生器を構成するチョッパ型CMOSコンパレータの動作を説明するための回路図である。

第27図(a), (b)は本発明の実施の形態6の確率的パルス発生器の動作を説明するための回路図である。
5

第28図は本発明の実施の形態6の確率的パルス発生器の動作例を示す模式図である。

第29図は本発明の実施の形態7の確率的パルス発生器のパルス発生確率の初期値制御による相違を比較して示すグラフである。

10 第30図は本発明の実施の形態8の差分絶対値演算器の構成例を示す回路図である。

第31図は第30図の差分絶対値演算器の動作原理を示すグラフである。

15 第32図は第30図の差分絶対値演算器の動作結果を示すグラフである。

第33図は本発明の実施の形態9のマンハッタン距離演算装置の構成例を示すブロック図である。

第34図は第2の従来例の距離演算装置の構成を示す模式図である。

第35図は第2の従来例において確率動作を発生させるロジスティック・カオスを説明する模式図である。
20

[発明を実施するための最良の形態]

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

(実施の形態1)

25 第1図は本発明の実施の形態1の確率的パルス発生器の構成の一例を示す回路図である。

第1図において、確率的パルス発生器1は、制御ランダム信号発生器

61と、比較器3と、エッジ検出器7と、カウンタ9とを有している。比較器3のプラス入力端子には、制御ランダム信号発生器61で発生した制御ランダム信号 V_c が入力され、マイナス入力端子には検出信号 V_s が入力されている。比較器3は、制御信号 V_c の検出信号に対する差分に応じて2値のパルスを出力する。エッジ検出器7は、比較器3から出力されたパルスの立ち上がりを検出して等幅のパルスを出力する。カウンタ9は、エッジ検出器7から出力されたパルスの例えば立ち上がりを検出してその数をカウントする。

次に、各構成要素の構成を詳しく説明する。

10 第2図は比較器3の入力ー出力特性を示すグラフである。比較器3は第2図に示すような入力ー出力特性を有しており、プラス端子に入力された電圧（ここでは、制御ランダム信号 V_c ）がマイナス端子に入力された電圧（ここでは、検出信号 V_s ）より大きくなると出力電圧 V_{out} が“High”のレベル（以下、単にHighという）となり、逆の場合には“Low”のレベル（以下、単にLowという）となる。すなわち、比較器3の出力 V_{out} は2値の電圧信号であり、HighとLowとの間で1往復以上変化することにより、パルス状に変化する。本実施の形態ではHighの出力電圧 V_{out} が1[V]、Lowの出力電圧 V_{out} が0[V]に設定されている。

20 このような比較器3としては、アナログコンパレータと呼ばれる素子を用いることができ、より具体的にはオペアンプを用いたり、またはラッチ回路を用いたりすることができます。

なお、ここでは、上述のように、比較器3のプラス端子に制御ランダム信号 V_c が入力され、マイナス端子には検出信号 V_s が入力されているが、これらは逆であっても同様の動作が得られることは言うまでもない。

第3図は第1図のエッジ検出器7の構成例を示す回路図である。

第3図において、エッジ検出器7はAND回路13を有している。A

N D回路13には比較器3の出力 V_{out} と、比較器3の出力 V_{out} が反転されかつ遅延回路11で所定時間遅延された反転遅延出力 V_{out2} が入力されている。AND回路13は、この入力された比較器3の出力 V_{out} と反転遅延出力 V_{out2} との論理和演算を実行し、この演算結果を電圧 V_p として出力する。

第4図(a), (b)は第3図のエッジ検出器7の動作を示す波形図である。

第4図(a)において、エッジ検出器7の一方の入力端子には実線で示す比較器3の出力 V_{out} が入力され、エッジ検出器7の他方の入力端子には点線で示すように、この比較器3の出力 V_{out} が反転されかつ遅延時間 τ だけ遅延された反転遅延出力 V_{out2} が入力される。AND回路13は、第4図(b)に示すように、この比較器3の出力 V_{out} と反転遅延出力 V_{out2} との論理和演算を実行し、その演算結果として、比較器3の出力 V_{out} と反転遅延出力 V_{out2} とが一致する場合にHighとなり、その他の場合にはLowとなる出力電圧 V_p を出力する。出力電圧 V_p においては、比較器3の出力 V_{out} のパルスの立ち上がりにおいてパルスが発生しており（すなわちエッジ（立ち上がり）検出が行われており）、かつ出力電圧 V_p のパルスは、遅延回路11の遅延時間 τ に相当する幅を有することが理解される。このエッジ検出器7を備えることにより、第1図のカウンタ9は安定してパルスの発生数をカウントすることができる。

制御ランダム信号発生器61は、例えば、LSIからなる演算器で構成され、例えば、後述する各種の計算を実行することにより制御ランダム信号を発生する。この制御ランダム信号については、後で詳しく説明する。

次に、以上のように構成された確率的パルス発生器1の動作について第5図(a), (b)を用いて説明する。

第5図(a)は確率的パルス発生器1への入力である制御ランダム信号 V_c と検出信号 V_s との波形を示すグラフである。なお、第5図(a)では原理を分かりやすく説明するため検出信号 V_s が一定電圧の場合を示している。

5 第1図～第5図において、比較器3に第5図(a)に示すような制御ランダム信号 V_c 及び検出信号 V_s が入力されると、第2図示す比較器3の特性により、比較器3は、ランダム制御信号 V_c が検出信号 V_s より大きい状態ではHighの電圧 V_{out} を、逆の状態ではLowの電圧 V_{out} を出力する。

10 この電圧 V_{out} がエッジ検出器7へ入力されると、第4図に示すように、この電圧 V_{out} がLowからHighへ立ち上がる際にエッジ検出器7から固定幅 τ のパルスを有する電圧 V_p が出力される。この出力された電圧 V_p のパルス数をカウンタ9がカウントする。

15 以上のような動作原理により、ある制御ランダム信号 V_c が入力された時間領域における検出信号 V_s に応じたパルスがランダムに出力され、このパルスの数が検出信号 V_s の大きさに従って出力されることとなる。

しかししながら、このようなランダムな制御信号 V_c で駆動される、確率的な動作の装置を制御することは非常に困難であると思われた。このことは、従来例においてノイズというものを定義できていないことから20 もその困難さが理解される。

しかし、本件発明者は、以下のようないかだ察により、ランダムな制御信号 V_c の分布密度を制御することにより、このような確率的な系の全体を統計的に制御できる確率的パルス発生器の駆動法を見出した。

25 第6図はこのパルス数が制御される原理を説明するグラフである。本実施の形態1の確率パルス発生器1では、制御ランダム信号 V_c が検出信号 V_s より小さい状態から大きい状態へ遷移したとき、パルスが発生され、これがカウントされる。第6図は、制御ランダム信号 V_c を統計

的に $f(x)$ で表される分布密度に制御した場合について示している。なお、以下では、検出信号 V_s 及び制御ランダム信号 V_c の値が 0 (V) 以上 1 (V) 以下の場合について説明する。

例えば、パルス発生原理の一例として第 6 図の場合を説明すると、検出信号 V_s の値が横軸 (X 軸) に「 V_s 」で示される値を取る場合、パルスが出力される確率は、第 6 図中の A の領域に制御ランダム信号 V_c の値が存在して、その次に B の領域に制御ランダム信号 V_c の値が変化した時だけであるので、その確率 P は次の式で計算できる。ここで、A の領域の面積を S_A 、B の領域の面積を S_B とすると、

10

$$P = \frac{S_A S_B}{(S_A + S_B)^2}$$

以下、この式を式 (1) と呼ぶ。なお、

$$S_A + S_B = \int_{x=0}^1 f(x) dx = 1$$

15 である。以下、この式を式 (2) と呼ぶ。従って、

$$P = S_A S_B = S_A (1 - S_A)$$

となる。以下、この式を式 (3) と呼ぶ。この式 (3) へ

$$S_A = \int_{x=0}^{V_s} f(x) dx$$

の式(4)を計算し代入すれば、パルス発生確率を検出信号 V_s の関数として知ることができるのである。

- 5 次に、統計的なパルス発生確率（分布密度）を既知とできる制御ランダム信号列の作成方法の一例について説明する。

一般的に、いわゆるプログラム言語において乱数を発生すると、統計的には大きさの分布密度は均一になる乱数が発生する。この一様乱数を用いて、第6図のような連続で積分関数が計算可能な関数の分布密度の10乱数を発生するには、逆変換法という手法で計算を実行することができる。

逆変換法とは、まず区間[0, 1]の一様乱数を発生させることによって任意の面積 $S(x)$ を求め、下記のようにその任意の面積と同じ面積になるように a から積分して x を求めるというものである。

- 15 式で書くと、一様乱数を R とすると

$$R = S(x) = \int_{a=x_{\min}}^x f(a) da$$

となる。以下、この式を式(5)と呼ぶ。この式(5)を x について解けば、任意の形の乱数が形成できることとなる。

- 20 以下、例えば、第7図のような $x = 0.5$ で0となり、 $x = 0$ と1で最大の値を示すような2次関数の分布関数を得る場合について説明する。

まず、ヒストグラムの積分値が1であることから2次関数の式は次の式(6)に一意的に決定される。

$$\rho(x) = 3(1 - 2x)^2$$

これを式（5）へ代入すると、

$$R = S(x) = \int_{a=x_{\min}}^x \{3(1 - 2a)^2\} da$$

5

となる。以下、この式を式（7）と呼ぶ。ここで、 $x_{\min} = 0$ とすると

$$R = \frac{1 - (1 - 2x)^3}{2}$$

となる。以下、この式を式（8）と呼ぶ。これを逆に解くと

10

$$x = \frac{1 - (1 - 2R)^{\frac{1}{3}}}{2}$$

となる。以下、この式を式（9）と呼ぶ。

第8図に式（9）の関数を示す。また、この関数に順次一様乱数を投入したときの値の変化を第9図に示す。第9図によれば、この値はラン

ダムな変動を示すことが分かる。

第10図(a), (b), (c)には第9図のランダムな変動を統計的に解釈する、発生値の発生密度を示す。なお、第10図(a), (b), (c)は、投入した一様乱数Rの回数が、それぞれ、100回、1005回、10000回の場合を示している。

第10図(a), (b), (c)から、投入回数が増えるほど、式(3)で示す2次関数へ漸近していく様子が観察され、式(6)が目的の分布密度を発生していることが理解される。

このように、目的とする分布密度のヒストグラムの乱数について、分布密度が積分可能な関数であれば、これを得ることが可能なことを示した。一方で、積分関数が既知でない関数に対しては数値計算によってこの分布関数を求めることはそれほど難しいことではないので割愛するが、同様の演算を数値計算上で実行すればよく、このような手法としては例えば棄却法がその一手法である。棄却法は、不連続関数などに対し、数値計算上で上記の条件を満たす数字をランダムに取得し、条件が満たされるまでランダムな数字を発生させる方法である。

以上のように、発生するノイズのヒストグラム（密度分布）を制御することが可能であることを示した。また、ノイズの密度分布が既知であれば、検出信号 V_s の大きさに応じ、どのような確率でパルス発生確率が変化するかも知ることが可能であることを示した。

このように、制御ランダム信号 V_c の密度分布を変化させることで、検出信号 V_s の大きさに対するパルスの発生確率を制御することが可能となるのである。

この原理により、検出信号 V_s に比例したパルス発生確率を得るだけでなく、ある検出信号 V_s より下で急速にパルス発生確率が低下するよう制御することや、また、ある範囲の検出信号 V_s のパルス発生確率を高くするなど、自由な制御が可能となる。

特に、これらの処理の後は、発生されたパルスをカウントするだけであるため、LSI上では並列演算とすることも容易である。

なお、ここまでで説明した制御ランダム信号は、必ずしもLSI上で計算したものを確率的パルス発生器へ入力する必要はないことは言うまでもない。

すなわち、上記の手順で計算した数列をメモリに格納しておいて、これをデジタル・アナログ変換（D/A変換）して入力してもよい。第10図（a），（b），（c）から明らかのように、制御ランダム信号 V_c は1万点ぐらいから安定なヒストグラムを示すことから、例えば10万点の制御ランダムデータを記憶していれば良い。倍制度実数を10万個記憶するとしても、 $8 \text{ Byte} \times 10 \text{ 万} = 800 \text{ kByte}$ 程度であり、近年の不揮発メモリでも容易に記憶できる容量で、制御された所望のランダム性を発現することができる。

なお、本実施の形態1では、比較器の一方に入力する検出信号 V_s を例を示したが、この検出信号 V_s が既にノイズ成分を有していても、そのノイズのプロファイルが既知であれば、同様にパルス発生確率を制御できることは言うまでもない。また、制御ランダム信号 V_c をこのノイズプロファイルに合わせて最適な分布関数とすることで、そのパルス発生確率を最適化することも同様である。

また、本実施の形態1では説明を簡単にするため、検出信号 V_s が一定（DC）の場合について説明したが、これが周期信号など変動する信号であっても同様に各時間での信号値に対して確率的にパルスが出力されることは言うまでも無い。この場合、出力されるパルスを例えばフーリエ変換することで、ある特徴的な周波数が確認されることとなる。

以上に説明したように、本発明の確率的パルス発生器は、比較器3の一方に微弱な信号（検出信号 V_s ）を、他方に分布密度を制御した制御ランダム信号 V_c を投入することで、検出信号 V_s の大きさに対応した確

率パルスの発生頻度を制御することができる。

特に、本確率的パルス発生器によれば、ランダム信号を制御できるため、検出信号に既にノイズが含まれている場合でも、そのノイズの分布密度をキャンセルするプロファイルのランダム信号に設定することで、

5 効率良く、元の検出信号の周期成分を抽出することができる。

(実施の形態 2)

第 11 図は、本発明の実施の形態 2 の確率的パルス発生器 51 の構成を示す回路図である。なお第 11 図において第 1 図と同一要素には同一 10 符号を付してその説明を省略する。

第 11 図において、本実施の形態の確率的パルス発生器 51 では、比較器 3 の出力がローパスフィルタ 53 に入力され、ローパスフィルタ 53 の出力が信号解析装置 55 に入力されている。ローパスフィルタ 53 は、ある周波数より低い周波数のみを通過させる機能を有する。信号解析装置 55 は、ローパスフィルタ 53 から出力される信号を解析する装置であり、例えばフーリエ変換などの周波数解析を実行する。

以下、第 11 図の構成の実施の形態 2 の確率的パルス発生器について、その動作を説明する。

本実施の形態 2 の確率的パルス発生器は、実施の形態 1 の確率的パルス発生器と異なり、比較器 3 からの出力を、さらにローパスフィルタ 53 に入力することを特徴とする。なお、以下の説明では、比較器 3 の出力を V_p と記載し、この出力 V_p がローパスフィルタ 53 を通過した後の電圧を V_L と記載する。

第 12 図 (a) ~ (e) は、制御ランダム信号として分布密度が均一 25 な乱数を入力した場合における第 11 図の確率的パルス発生器の各部位の電圧を示すグラフである。

第 12 図 (a) は検出信号 V_s の波形を示しており、ここでは 1 kH

z の正弦波である。第 12 図 (b) は制御ランダム信号 V_c の波形を示しており、図示しないが振幅のヒストグラムは均一であるように制御されている。第 12 図 (c) は比較器 3 の出力電圧 V_p の波形を示している。この出力電圧 V_p は、正弦波である検出信号 V_s と制御ランダム信号 V_c との比較により、図に示すような非常に短い時間幅のパルスを発生している。

実施の形態 1 では検出信号が一定である場合について説明したが、第 12 図 (c) に示すように、検出信号 V_s の値が大小に変化するとパルスの発生頻度がそれに応じて変化していることが理解される。

第 12 図 (d), (e) は、このパルス出力をローパスフィルタ 53 でフィルタリングした電圧 V_L の波形を示している。第 12 図 (d) は 10 kHz 以下の信号を通過させた場合、第 12 図 (e) は 2 kHz 以下の信号を通過させた場合について示している。なお、信号取得の都合上、第 12 図 (b) ~ (e) は同時に取得したものではないので、若干の傾向差が存在している。

特に第 12 図 (e) から理解されるように、元の検出信号において特徴的な周波数より高くかつなるべく近い周波数以上の周波数を遮断することで、元の微弱な信号の特徴に非常に近い出力波形を得ることができる。

特にこの波形を信号解析器 55 で例えばフーリエ変換などで周波数解析すれば、検出信号周波数の特徴的な周波数である 1 kHz が非常に明瞭に観察できるのである。

なお、本実施の形態 2 では、実施の形態 1 と異なり比較器 3 の後にエッジ検出器 7 を挿入しなかったが、これを入れても同様に機能することは言うまでもない。但し第 12 図 (c) に示すように、検出信号 V_s の周波数に対して非常に高速に制御ランダム信号 V_c を変化させることで、短時間のパルスが多数発生することになるが、これらはいずれもローパ

スフィルタで鈍らせられるため、この場合、エッジ検出器 7 は実施の形態 1 のように正確にカウントするといった有用な機能はあまり得られない。

以上に説明したように、本実施の形態 2 の確率的パルス発生器は、比較器 3 により出力されたパルス出力を検出信号周波数において特徴的な周波数より上以上を遮断することで、元の検出信号の特徴的な波形を得ることを実現し、その解析を容易にする確率的パルス発生器を提供するものである。

特に制御ランダム信号 V_c の密度分布を制御することで、パルスの発生確率を統計的に制御できることを見出し、また制御ランダム信号 V_c の密度分布からパルス発生確率を計算可能であり、且つ制御ランダム信号 V_c の所望の密度分布を得ることが可能であることも示した。

このような原理に従い、実施の形態 1 の確率的パルス発生器において、特定の密度分布の制御ランダム信号 V_c により、検出信号 V_s の検出状況（パルス発生確率）を制御することが可能な確率的パルス発生器とその駆動法を提供することが可能となった。このように制御ランダム信号 V_c を用いることで、検出信号 V_s がさらにノイズ成分を含んでいても、そのプロファイルを相殺する制御ランダム信号 V_c を適用することで検出信号内の信号成分を効率的に抽出できる。

また、実施の形態 2 の確率的パルス発生器は、比較器 3 からの出力をローパスフィルタ 5 へ通すことで、パルスが鈍った信号となり、検出信号の特徴的な周波数成分がより検出しやすくなる。

（実施の形態 3）

第 14 図は本発明の実施の形態 3 の確率的パルス発生器の構成の一例を示す回路図である。第 14 図において、確率的パルス発生器 1 は、実施の形態 1 の制御ランダム信号の一種である変動信号を発生する変動信

号発生器 7 1 と、変動信号発生器 7 1 から出力される変動信号 S_s 及び検出信号（以下では入力信号という） S_c を所定の式によりそれぞれ電圧信号からなる変動電圧 V_c 及び入力電圧 V_s に変換して出力する電圧変換器 5 a, 5 b と、電圧変換器 5 a, 5 b から出力される電圧信号を 5 比較してパルス波形の電圧 V_p を出力する比較器 3 とを有している。本実施形態では、さらに、比較器 3 の出力 V_p のパルス波形の立ち上がりを検出し等幅のパルス V_p を出力するエッジ検出器 7 と、エッジ検出器 7 から出力されるパルス V_p のたとえば立ち上がりを検出してこれの数をカウントするカウンタ 9 とを有している。

10 確率的パルス発生器 1 は基本的に比較器 3 からなるが、後述する理由により電圧変換器 5 a, 5 b が設けられている。

比較器 3、エッジ検出器 7、及びカウンタ 9 は、実施の形態 1 のものと同様に構成され同様に動作するので、その説明を省略する。

15 変動信号発生器 7 1 は、実施の形態 1 の制御ランダム信号発生器 6 1 の一種であり、第 15 図に示すように、入力される変量 X_n を $X_{n+1} = f(X_n)$ の関数で表される所定の演算式について演算し、それにより得られた X_{n+1} を出力する演算器 201 と、演算器 201 から出力される X_{n+1} を所定時間遅延させて、演算器 201 に入力する遅延回路 202 とを有している。これにより、演算器 201 から逐次される X_{n+1} が、 20 変動信号 S_c として外部に出力される。この変動信号 S_c については後で詳しく説明する。

なお、本実施の形態の確率的パルス発生器 1 においては、比較器 3 のプラス端子に変動信号 S_c またはこれを電圧変換器 5 a により変換した変動電圧 V_c が入力され、マイナス端子に確率的なパルスとして表す対象である入力信号 S_s またはこれを電圧変換器 5 b により変換した入力電圧 V_s が入力されるが、これらは逆であっても同様の動作をすること 25 は言うまでもない。

以下、第14図の構成の確率的パルス発生器1の動作について説明する。

第14図において、比較器3に変動電圧 V_c 及び入力電圧 V_s が入力されると、この変動電圧 V_c が入力された時間領域における入力電圧 V_s に応じたパルスがランダムに出力され、このパルスの数が入力電圧 V_s の大きさに従って出力される点は、実施の形態1と同様である。
5

次に、カウンタ9でカウントされるパルス数が入力電圧 V_s の電圧の大きさを確率的に表していることについて説明する。

第16図は、入力電圧 V_s を横軸の値(0~1[V])に固定した際に、変動電圧 V_c を1000回変動させたときに発生するパルスの数をプロットして示している。なお、変動電圧 V_{sc} は一様乱数に従うものとし、その変動範囲は同様に0~1[V]の範囲とした。
10

第16図に示すように、上に凸の2次関数状にパルスの発生数が変化する特性が得られている。ここで、第14図の電圧変換器5bで入力信号 S_s を入力電圧 V_s に変換する際に、例えば次の式(10)で変換を実行する。
15

$$V_s = 0.4 \times (S_s - S_{s_{min}}) / (S_{s_{max}} - S_{s_{min}}) \dots (10)$$

なお、 $S_{s_{max}}$ 、 $S_{s_{min}}$ はそれぞれ入力信号 S_s の最大値と最小値である。

変動電圧 V_c は例えば、0~1の範囲の一様乱数を倍率1で電圧に変換する。
20

すると、入力電圧 V_s は0~0.4[V]の電圧となるため、元の入力信号 S_s が大きいほど第16図に示すように多くのパルスがカウントされる。

すなわち、本発明の確率的パルス発生器の、入力信号 S_s の大きさをパルス数に変換するという機能を以上の動作により得ることができるのである。なお、このパルスカウント数は第5図(実施の形態1)からも
25

理解されるように変動信号の変動数が小さいほど確率的であり、取得までの時間は短くできるが、誤差は大きい。一方で変動数を大きくすると、誤差は小さくなる。

次に本実施の形態3の場合の、入力電圧 V_s に対するパルスの発生確率について考察する。

まず、第17図には本実施の形態3の場合の一様乱数の発生回数のヒストグラムを示している。第17図に示すように比較的フラットであり、一様な分布の乱数である。

ここで、本発明の確率的パルス発生器のパルス発生条件を再度、第18図により考えてみる。

上述のように（今の構成条件では） V_c が V_s より小さく、次の V_c が V_s より大きくなるときにパルスが発生するので、ある時の V_c を $V_c(t)$ とし、次の V_c を $V_c(t+1)$ とすると、写像空間では第18図でハッチングを施した部分が、パルスが発生する確率を表わす。

ここで、 V_c は一様乱数であることから $0 \sim 1$ の範囲である数が発生する確率は一様である。よって $V_c(t)$ が $0 \sim V_s$ の範囲にある確率は V_s となる。次に $V_c(t+1)$ が $V_s \sim 1$ の範囲にある確率は $(1 - V_s)$ となるので、結果的に本実施の形態1の確率的パルス発生器のパルス発生確率 P は次の式（11）で与えられる。

$$P = V_s (1 - V_s) \dots (11)$$

上式のように、本実施の形態3の確率的パルス発生器は、 V_s の2次関数となり、第16図のパルス発生は、1000回の V_c 投入により、式（11）に示す2次関数に漸近していることが理解される。

以上に説明したように、本実施の形態の確率的パルス発生器1は、簡便な回路構成でありながら、変動電圧と入力電圧をそれぞれ最適な電圧値とし、これらを比較器へ入力することでパルスを発生させ、その数をカウントすることで入力電圧の大きさを確率的パルス数として得ること

ができる。

そして、この確率的パルス発生器1は、このような機能によりアナログ信号をデジタル値に変換することなく、直接的に確率的なパルス数としてその大小を表現できる。

5

(実施の形態4)

本発明の実施の形態4の確率的パルス発生器は、変動信号を実施の形態3の確率的パルス発生器とは異なる特性に制御し、それにより新たな機能を得るものである。以下、この点について説明する。

10 本実施の形態4の確率的パルス発生器は、変動信号として、テント写像のカオスを用いることを特徴とする。すなわち、第15図の変動信号発生器71の演算器201が、次に述べるテント写像の演算を実行してテント写像のカオスからなる変動信号S_sを出力する。

まず、第19図によりテント写像のカオスについて説明する。

15 第19図において初期値X₁をまず任意に選択すると図の直線に従つて、次の式(12)および式(13)で次の値を決定する。(写像)

$$X_2 = 2X_1 \quad (X_1 \leq 0.5) \dots \quad (12)$$

$$X_2 = 2(1 - X_1) \quad (X_1 > 0.5) \dots \quad (13)$$

次に、得られたX₂の値により同様に式(12)、(13)によりX₃を求める。以上の単純な写像演算で得られるのがテント写像のカオスである。しかしながらこうして得られた数列は長期的に非常に複雑な振る舞いを示すようになることが知られている。

このテント写像カオスを変動信号S_sとしたときのパルスの発生確率を、第20図を用いて検討する。

25 なお、テント写像カオスは実施の形態3の一様乱数と同様に、ヒストグラムが一定となることが数学的に解かれていることから、以下のような解析が成立する。

先に実施の形態 1 で述べた理由と同様の理由から、第 20 図 (a)、(b) においてそれぞれハッチングで示した領域がパルス発生確率を示すことになる。

ここで実施の形態 3 と異なる点は、ここでは写像により次の値が決まるため、第 20 図においてハッチングで示した面積がパルス発生確率を表わすことにならず、第 20 図において太線で示した領域のみがパルスを発生しうることとなる点である。すなわち矢印で示した幅 P がパルス発生確率を示す。

第 20 図に示すように、 V_s が $2/3$ 以上か以下かで幅 P の計算法が異なり、

$$P = V_s / 2 \quad (V_s \leq 2/3) \dots \quad (14)$$

$$P = 1 - V_s \quad (V_s \geq 2/3) \dots \quad (15)$$

となる。この式 (14)、(15) によるパルス発生器確率の計算結果を第 21 図に示す。

ここで、例えば、実施の形態 3 のように V_s の範囲を $0 \sim 2/3$ (V) (図の A 領域) となるように第 14 図の電圧変換器 5a を制御すると、本実施の形態 4 の確率的パルス発生器 1 は入力信号 S_s の値に対して、厳密解としては線形なパルス発生を得ることができ、パルス発生確率は 0 % から 33 % の間となることが理解される。

以上のことから、本実施の形態 4 の確率的パルス発生器は、厳密解として（変動信号を非常に多く変動させると）入力信号 S_s に対して線形なパルス数を得ることができる。

すなわち入力信号のアナログ値をパルス確率として線形に得ることができる。これにより、異なる入力信号に対するパルス確率の差分絶対値についてても、パルス数の差として単純に計算することが可能となる。

なお、本実施の形態 4 では第 21 図において領域 A を用いる場合について説明したが、領域 B でも同様の効果を得られることは言うまでもな

い。

(実施の形態 5)

本発明の実施の形態 5 の確率的パルス発生器は、実施の形態 4 の確率的パルス発生器と異なり、変動信号として「ベルヌーイ・シフト」と呼ばれる数列を用いることを特徴とする。すなわち、第 15 図の変動信号発生器 71 の演算器 201 が「ベルヌーイ・シフト」と呼ばれる数列を用いた演算を実行することにより、変動信号 S_s を出力する。

次に、第 22 図によりベルヌーイ・シフト写像について説明する。

第 22 図において、初期値 X_1 をまず任意に選択すると図の直線に従って、次の式(16)および式(17)式で次の値を決定する(写像)。

$$X_2 = 2X_1 \quad (X_1 \leq 0.5) \dots \quad (16)$$

$$X_2 = 2X_1 - 1 \quad (X_1 \geq 0.5) \dots \quad (17)$$

次に、得られた X_2 の値により、同様に式(16)、(17)により X_3 を求める。以上の単純な写像を繰り返すのは実施の形態 4 と同様であり、またベルヌーイ・シフト写像も均一なヒストグラムの数列を発生する。

以上のことから、実施の形態 4 と同様に第 23 図(a), (b) に示すように、本実施の形態 5 の確率的パルス発生器のパルス発生確率を得ることができる。パルス発生確率は第 23 図(a), (b) の太線の写像上の領域であり、

$$P = V_s / 2 \quad (V_s \leq 0.5) \dots \quad (18)$$

$$P = (1 - V_s) / 2 \quad (V_s \geq 0.5) \dots \quad (19)$$

式(18)、(19)によりパルス発生確率を計算した結果を、第 24 図に示す。本実施の形態 5 の場合は、 $V_s = 0.5$ に頂点を持ち、実施の形態 4 と同様に線形なパルス発生確率特性が得られる。

すなわち、例えば入力号電圧信号 V_s の範囲が 0 ~ 0.5 (図の C 領域) となるように第 14 図の電圧変換器 5a を制御すると、本実施の形態 5

の確率的パルス発生器は入力信号 S_s の値に対して厳密解として線形なパルス発生を得ることができ、パルス発生確率は 0 % から 25 % の間となることが理解される。

すなわち、本実施の形態 5 の確率的パルス発生器によっても、入力信号のアナログ値をパルス確率として線形に得ることができる。
5

なお、第 24 図において領域 D を用いる場合でも同様であることは言うまでもない。

また、これまで実施の形態 3～5 において、変動信号として一様変数、テント写像、ペルヌーイ・シフト写像を用いる場合のパルス発生について 10 説明したが、これらの説明から理解されるように、変動信号は必ずしも計算を実行して得たものである必要はなく、例えば雑音信号を増幅したものであっても同様の動作が得られることはいうまでもない。特に雑音信号についてはヒストグラムが既知である方が好ましく、さらにはヒストグラム形状が安定であるものが、信号電圧への電圧変換の際の計算を 15 決定しやすいと言う点で好ましい。

(実施の形態 6)

本発明の実施の形態 6 の確率的パルス発生器は、比較器としてチョップ型コンパレータを用いている点に特徴を有する。

20 チョップ型コンパレータ（以下 C_c という）はアナログ-デジタル変換などに用いられる回路であり、トランジスタの閾値のばらつきをキャンセルできる動作を実行できることから、特に CMOS において非常に有用な回路である。この C_c を用いて確率的パルス発生器を構成及び駆動できることは、シリコン半導体への導入を考慮すれば非常に産業的に 25 効果の大きなものである。

第 25 図は実施の形態 6 の確率的パルス発生器の構成を示す回路図である。なお、第 25 図において、第 14 図と同一部分には同一符号を付

してその説明を省略する。第25図において、本実施の形態6の確率的パルス発生器20では、比較器21が、キャパシタ、インバータ、スイッチ（例えばMOSトランジスタ）からなるCcで構成されている。そして、比較器21にそれぞれスイッチ23a, 23bを介して、電圧変換器5a, 5bからの変動電圧Vc、入力電圧Vsが入力されている。スイッチ23a, 23bは、例えばMOSトランジスタで構成されている。

第26図(a), (b)は、Ccの動作を示す図である。Ccは、第26図(a)に示すように、スイッチSWを短絡した状態で電圧V₁を印加し、次いで、第26図(b)に示すように、この状態でスイッチSWをOFFし、その後、電圧V₂を印加すると、V₂がV₁より大きい場合にはインバータが反転し、V_{out}がLowとなる。一方、V₂がV₁より小さい場合にはV_{out}はHighとなる。このように比較する電圧を、スイッチSWをOn/Offしながら順次比較しようとする電圧を入力することでその大小を比較できる。

なお、この例の場合、V_{out}は、まずHighになり、次いでLowに反転するが、これは本質ではなく、例えば、さらに出力にインバータを設ければHighとLowとを逆にすることもできる。

第27図は本実施の形態6の確率的パルス発生器の動作を説明する図である。

第27図(a)に示すように、確率的パルス発生器20では、まずスイッチ23aがOffされるとともにスイッチ23bがOnされ、Ccからなる比較器21のスイッチSWもOnされる。すると、入力信号S_sが電圧変換器5bにより、実施の形態3、4、5で説明した数式により入力電圧Vsに変換され、スイッチ23bを経由して比較器21へ印加される。その後、比較器21のスイッチSWがOffされ、それによりVsがCcに書き込まれる。

次に、第27図(b)に示すように、スイッチ23bがOffされる

とともにスイッチ 23a が On され、それにより、変動信号 S_c が実施の形態 3～5 で説明した手順により変動電圧 V_c に変換され、スイッチ 23a を経由して比較器 21 に印加される。すると、比較器 21 は実施の形態 3 と同様に High/Low 信号 V_{out} を出力し、これをエッジ検出回路 7 が等幅パルス V_p へ変換し、このパルスをカウンタ 9 がカウントする。

第 28 図は本実施の形態 6 の確率的パルス発生器の動作状況を示すグラフである。第 28 図は横軸が時間、縦軸が 1 [V/d iv] の電圧を示しており、グラフは下から順に入力電圧 V_s 、変動電圧 V_c 、比較器出力 V_{out} を示している。

また、最初の 10～30 [nsec] 間に比較器 21 のスイッチ S_w を開閉し、0.5 [V] の信号電圧 V_s を書き込んでいる。その後 50 [nsec] から変動電圧 V_c を順次印加している。

なお、この例ではテント写像カオスの数列に従った電圧を印加している。

本実施の形態 6 では C_c の出力の High/Low を反転しているので、出力 V_{out} は最初に書き込んだ V_s の値より V_c が小さくなると High になる。第 28 図においても V_c が 0.5 [V] より高い状態から低い状態へ低下すると出力 V_{out} が High へ切り替わっている。ここでは割愛するが、この後、実施の形態 3 に示したエッジ検出を行えば、 V_{out} が High になったときのエッジを検出することができ、パルス数として V_s の値を得ることができる。

本実施の形態 6 の確率的パルス発生器においては、特に第 27 図 (b) の状態で変動信号 S_c の値を順次変更するだけで連続して比較器 21 による比較動作が実行できるため、非常に簡便な駆動法で入力信号 S_s の値を確率パルス数へと変換することができる。すなわち変動信号 S_c を例えば実施の形態 4 のテント写像カオスとすれば、カウンタ 9 のカウン

ト数は、変動信号 S_s の大きさを線形的に確率パルスとして表わすこととなる。

(実施の形態 7)

5 本発明の実施の形態 7 の確率的パルス発生器は、変動電圧 V_c の与え方が実施の形態 3 ~ 6 と異なる。

実施の形態 3 ~ 6 の確率的パルス発生器では、変動電圧 V_c は、一様乱数や写像数列として、特にその値については言及しなかった。

10 本実施の形態 7 の確率的パルス発生器は、変動電圧 V_c として、毎回同じ数列を印加することを特徴とする。

このような数列は、一様乱数を発生させたものを記憶装置に保持しておいて、毎回これを最初から順に用いることでも得ることができるし、またテント写像やベルヌーイ・シフトのような写像を用いる場合であれば、初期値を固定すれば、少なくともデジタル演算であれば、演算エラーがなければ毎回同一の数列を得ることができる。本実施の形態 7 では、
15 第 14 図の変動信号発生器 71 が、このような動作を行うよう構成されている。

第 29 図は、このように毎回同じ数列を用いる場合と、完全にランダムとした場合について、実施の形態 4 のテント写像の場合におけるパルス発生確率を示している。

横軸は信号電圧 V_s を示し、縦軸はパルス発生確率 P を示す。このグラフは一例として V_s を 0.8 から少しずつ大きくしながら、それぞれの V_s に対して変動電圧 V_c を 100 回変動させ、パルスが発生した確率を示している。

25 本実施の形態 7 の確率的パルス発生器は、テント写像の変動電圧を用いており、確率的パルス発生器は実施の形態 4 より、例えば $V_s = 1$ で最大の $1/3$ となるように動作している。しかし、パルス発生確率 P はあ

くまで確率的であるため、第29図に示すように、完全にランダムな変動信号に対しては、若干のぶれが見られる。すなわち、Pが最も大きいときに V_s が最大であるとは限らない。

しかし、ここで本件発明者は、変動信号を同一の数列として、毎回各5 V_s に対してPを得たところ、第29図に示すように階段状にPが変化し、少なくともPが最大の時の V_s の中に最大の V_s が含まれるようにPが発生する特性を示すことを突き止めた。

これは、毎回同じ数列を用いることにより、毎回同じ群の V_c と V_s の大小を比較することになるため、 V_s が大きくなったときに発生するパ10 ルスの確率は少なくとも小さくなることはなくなるためである。

以上のように、本実施の形態の確率的パルス発生器によれば、変動信号を毎回同一にするかしないかという簡単な制御だけで、大幅に確率的パルス発生器の動作を変更することができるものである。

特に写像系数列については、初期値を固定するかしないかというだけ15 で、これだけの大幅な動作の制御を実行できることとなる。

完全なランダムな制御信号の場合、パルス発生確率Pはまさに確率的に比較的大きい V_s の群の中からランダムに抽出されるような動作をする。このようなランダムな動作は後述するベクトルマッチングにおける20 マンハッタン距離演算に適用すれば、近いものの中から毎回ランダムにあるベクトルが抽出されることとなる。このような動作は、人間を相手にするような、「飽き」を生じさせない動作を機器に持たせるときに有用である。

また一方の同一数列変動信号を与える場合には、非常に多くの変数ある数字の近さを知りたいとき、少なくとも確実に正解の変数を残して25 変数群から近いものを抽出させるような、正確な演算が要求されるときには非常に有用な動作手法である。

(実施の形態 8)

第 30 図は本発明の実施の形態 8 の差分絶対値演算器の構成を示す回路図である。

第 30 図において符号 30 は差分絶対値演算器を示す。符号 31 a ,
5 31 b は実施の形態 3 ~ 7 で説明した確率的パルス発生器をそれぞれ示す。確率的パルス発生器 31 a は、変動信号発生器 71 と比較器 32 a
と電圧変換器 33 a 、 33 b とを具備し、また確率的パルス発生器 31
b は変動信号発生器 71 と比較器 32 b と電圧変換器 33 c 、 33 d と
を具備している点は実施の形態 3 と同様である。但し、2つの確率的パ
10 ルス発生器 31 a , 31 b が1つの変動信号発生器 71 を共有している。
また、比較器 32 a , 32 b の出力はそれぞれ V_{out_1} (V_{o_1}) , V_{out_2} (V_{o_2})
であり、これらはそれぞれエッジ検出回路 35 a , 35 b へ入力されてい
る。これらエッジ検出回路 35 a , 35 b の出力 V_{p_1} ,
15 V_{p_2} はそれぞれ XOR (排他的論理和) 演算回路 36 へ入力され、XOR
回路 36 の出力はカウンタ 37 へ接続されている。

本実施の形態 6 の差分絶対値演算器は、2つの入力信号 (S_{s_1} , S_{s_2})
が存在し、これらの値の差分絶対値に対応した確率的パルスを発生
する動作を提供するものである。

なお、第 30 図に示すように、一方の入力信号 S_{s_1} は確率的パルス發
20 生器 31 a へ、他方の入力信号 S_{s_2} は確率的パルス発生器 32 b へ入力
されている。一方、変動信号 S_c は、同一のものが確率的パルス発生器
32 a , 32 b へそれぞれ入力されている。

以上のように構成された差分絶対値演算器の動作を第 31 図により説
明する。

25 第 31 図は2つの入力信号 S_{s_1} , S_{s_2} に対して同一の変動信号 S_c を
与えたときの、エッジ検出回路 35 a , 35 b のぞれぞれの出力と、こ
れらが入力された XOR の出力を示すグラフである。

なお、本実施の形態 8においては、例えば実施の形態 4の確率的パルス発生器を用いた場合について説明する。

確率的パルス発生器 31a, 31bは、それぞれ、実施の形態 4に従い、変動電圧 V_c を変化させるたびに入力電圧 V_{s_1} , V_{s_2} のそれぞれの
5 大きさに対応した確率で、第31図に示すように、それぞれパルス V_{p_1} ,
 V_{p_2} を発生する。

ここで、2つの確率的パルス発生器 31a, 31bには同一の変動電圧 V_c が入力されているため、図に示すように、入力電圧 V_{s_1} と入力電圧 V_{s_2} との値が似通っていると、同時にパルスを発生する場合が多くなる。
10 すると、XOR演算後にはLOWが出力される場合が多くなる。

その一方、いずれか（ここでは確率的パルス発生器 31bの方）の確率的パルス発生器のみがパルスを発生した場合には、XOR演算後にパルスが出力されることとなる。

すなわち、入力電圧 V_{s_1} と入力電圧 V_{s_2} との値が近いほど、同様に
15 パルス V_{p_1} , V_{p_2} が発生し、XOR後はパルスが出力されにくくなる。

一方、入力電圧 V_{s_1} と入力電圧 V_{s_2} との値が遠くなると、パルス V_{p_1} かパルス V_{p_2} のいずれかのパルスが発生する確率が高まるため、XOR後のパルスが出力されやすくなる。

以上のことから、第30図の差分絶対値演算器 30は、入力電圧 S_{s_1} と入力電圧 S_{s_2} の値が近いほどパルスが出力されにくい、すなわち $S_{s_1} - S_{s_2}$ の差分絶対値に対応したパルスを確率的に出力する動作をすることが理解される。

第32図は本実施の形態 8の差分絶対値演算器の動作結果を示すグラフである。

25 第32図の横軸はランダムに発生した2つの入力信号の差分絶対値であり、縦軸は変動信号を1000回変動させたとき（完全ランダム）に発生したパルスの発生数を示している。

非常に良好な線形性で差分絶対値を確率的なパルス数として表現できている。

以上に説明したように、本実施の形態 8 の差分絶対値演算器 30 は、
2つの確率的パルス発生器に2つの入力信号を印加し、一方の変動信号
5 は2つの確率的パルス発生器に同一のものを投入し、それぞれの出力を
XOR 演算することで、差分絶対値に対応したパルスを確率的に得るこ
とができるものである。

なお、実施の形態 7 のように変動信号の数列を同一にすることで、同
様に差分絶対値に対してパルス発生確率を階段状に変化させることができ
10 きることは言うまでもない。

(実施の形態 9)

本発明の実施の形態 9 は、マンハッタン距離演算装置を例示するもの
である。

15 第 33 図は本実施の形態 9 のマンハッタン距離演算装置の構成を示す
回路図である。

第 33 図において、マンハッタン距離演算装置 41 は、n 個の差分絶
対値演算器 43 (1) ~ 43 (n) を有している。差分絶対値演算器 4
3 (1) ~ 43 (n) には、共通の変動信号発生器 50 から変動信号 S
20 c がそれぞれ入力されている。また、差分絶対値演算器 43 (1) ~ 4
3 (n) には、2つのベクトル 46, 48 の要素にそれぞれ対応する入
力信号 $S_{s_1} (1) \sim S_{s_1} (n)$, $s_2 (1) \sim S_{s_2} (n)$ が入力されて
いる。そして、差分絶対値演算器 43 (1) ~ 43 (n) の出力端子は、
一端がカウンタ 52 に接続された共通の配線 52a に接続されている。
25 配線 52a には、隣接する差分絶対値演算器 43 (1) ~ 43 (n) の
出力端子と配線 52a との接続部分同士の間に位置するように遅延回路
45 (1) ~ 45 (n - 1) が配設されている。

一方のベクトル 4 6 は n 個の要素を有し、この要素の数に対応した n 個の値（信号） $47(1) \sim 47(n)$ からなる。他方のベクトル 4 8 は n 個の要素を有し、この構成要素の数に対応した n 個の値（信号） $49(1) \sim 49(n)$ からなる。

5 遅延回路 4 5 $(1) \sim 45(n-1)$ は、本実施の形態 9 では実施の形態 3 で述べた遅延回路の遅延時間 τ の 2 倍の遅延時間を有している。

次に、以上のように構成された実施の形態 9 のマンハッタン距離演算装置の動作を、第 33 図を用いながら説明する。

ベクトル 4 6 とベクトル 4 8 との同一要素番号の信号 $S_{s_1}(i)$ と $S_{s_2}(i)$ がそれぞれ差分絶対値演算器 4 3 (i) へ入力される。

すると、実施の形態 8 の差分絶対値演算器の動作で説明したように、信号 $S_{s_1}(i)$ と $S_{s_2}(i)$ とにそれぞれ従う入力電圧 V_{s_1} と入力電圧 V_{s_2} とが各比較器へそれぞれ入力される。以上の動作は全ての差分絶対値演算器 4 3 $(1) \sim (n)$ で実行される。その結果、変動信号発生器 5 0 から差分絶対値演算器 4 3 $(1) \sim (n)$ に、ある変動信号 S_c が入力されると、 $S_{s_1}(i)$ と $S_{s_2}(i)$ のマンハッタン距離に比例した確率でパルスが差分絶対値演算器 4 3 $(1) \sim (n)$ からそれぞれ出力される。

この出力されたパルスはそれぞれ遅延回路 4 5 を経て、カウンタ 5 2 へ到達する。ここで本実施の形態 9 では、遅延回路 4 5 の遅延時間はパルス幅 τ の 2 倍の 2τ としているので、各差分絶対値演算器 4 3 $(1) \sim (n)$ から出力されたパルスは相互に時間的に重複することなくカウンタ 5 2 へ到達するので、正確にそのカウント数を計測することができる。

25 全てのパルスをカウントする時間を経た後、変動信号 S_c を変動させることで、同様にパルスを発生することができる。

以上の動作により、各差分絶対値演算器はベクトル要素間の差分絶対

値の大きさに対応したパルスを発生するため、本実施の形態 9 のマンハッタン距離演算装置全体としては 2 つのベクトル間のマンハッタン距離に対応したパルスの数をカウンタ 5 3 で得ることができる。

なお同様の構造を並列的に拡張することで、入力ベクトルと膨大な数
5 の参照ベクトルとのマッチングを同様に実行できることはいうまでもな
い。

このようなマンハッタン距離演算装置により、デジタル演算では非常に時間とエネルギーとを要するベクトルマッチング演算を少ない消費電力で実行することができる。

10 特に本実施の形態 9 では、全ての差分絶対値演算器に同一の変動信号を投入しているため、実施の形態 5 で同一数列を投入する効果として説明したのと同様の効果により、カウンタ 5 2 でカウントされるパルス数の相互比較をした際、最もカウント数が低いベクトル群の中に、必ず最もマンハッタン距離が小さいベクトルが含まれることが保証される。

15 このように、膨大なベクトル列がある場合に、本発明のマンハッタン距離演算装置により、必ず正解が含まれるベクトル列群として大幅にその個数を削減することで、例えばその後デジタルで厳密なマンハッタン距離演算をするなどしても、総合的にはより高速で低消費なマンハッタン距離演算を実行できるものである。

20 なお、本実施の形態 9 では各差分絶対値演算器から同時に output されるパルスのカウントのために遅延を用いたが、他の方法、例えばキャパシタへ充電するなどの手法であっても同様の機能が得られることは言うまでもない。

25 [実施の形態 3 ~ 9 のまとめ]

以上に述べたように、本発明は、確率的パルス発生器の構成と、その動作のための変動信号、確率的パルス発生器を用いた差分絶対値演算器、

さらには差分絶対値演算器を用いたベクトル間のマンハッタン距離演算器についての発明である。

まず、本発明の確率的パルス発生器は、簡便な回路構成でありながら、変動信号と入力信号をそれぞれ最適な電圧値に変換してこれらを比較器へ入力することでパルスを発生させることにより、パルスのカウント数で入力信号の大きさを確率的パルス数として得ることができるものである。このような機能によりアナログ信号をデジタル値に変換することなく、直接的に確率的なパルス数としてその大小を表現できる素子を提供できるものである。

この確率的パルス発生器のパルス発生を制御するために、テント写像カオスとベルヌーイ・シフトという写像による変動信号を用いると、入力信号と発生パルス確率とが線形的に対応するという点で特に有効であり、確率的パルス発生器の特性をさらに効果的に制御できる。特に他の複雑な制御を必要とすることなく、変動信号の変動回数を増していくだけで、入力信号の値の大きさに比例したパルス確率へと収束する機能を提供できることは、パルスのカウント数を取得した後にパルス数を相互に演算する際の計算精度が保証されるものであり、非常に有用な機能を提供するものである。

また、これら変動信号を全くのランダム信号とするか、少なくとも入力信号ごとに同じ数列を用いるかでパルスの発生数のランダム性を制御できることも示した。この制御は非常に簡単な制御でありながら、特に同じ数列を用いれば、入力信号の大小比較を行う際に、パルス数の反転が発生せず、最大パルス数の群が必ず最大の入力信号の場合を含むことを保証されることを示しており、特に差分絶対値演算やマンハッタン距離演算など、数値演算を実行し、最も値が大きいものや小さいものを抽出する演算の際に大きな効果を發揮するものである。

一方の完全にランダムな数列を用いる場合は、むしろ同じものが選ば

れないことが好まれるような状況、例えば人間の感情に関する情報のベクトルマッチングなどの場合に、近いものの中からランダムに近い値やベクトルを抽出することができるものである。

またこのような確率的パルス発生器を用いた差分絶対値演算器は、2
5 つの確率的パルス発生器とXOR論理回路という単純な構造でありながら、差分絶対値に対応したパルスを発生できるものであり、特にこの差分絶対値演算器を用いたマンハッタン距離演算装置の構成を単純化できるという点において非常に有用である。

本発明のマンハッタン距離演算装置は、現在のデジタルLSI社会に
10 おいて、MPEG画像圧縮や、画像認識、音声認識など、ベクトル間で最も近いものまたは遠いものを見つけるという情報処理が膨大化する状況に対し、とりあえず近いものの数を絞り込むという機能により、デジタルLSIが演算しなくてはいけない量を圧倒的に削減することができ、産業に貢献すること大なるものである。

15 上記説明から、当業者にとって本発明の多くの改良や他の実施の形態が明らかである。従って、上記説明は、例示としてのみ解釈されるべきであり、本発明を実行する最良の態様を当業者に教示する目的で提供されたものである。本発明の精神を逸脱することなく、その構造及び／又は機能の詳細を実質的に変更できる。

20

〔産業上の利用の可能性〕

本発明に係る確率的パルス発生器は、工業応用可能な確率的パルス発生器として有用である。

本発明に係る差分絶対値演算器は、マンハッタン距離演算装置等に用
25 いられる差分絶対値演算器として有用である。

本発明に係るマンハッタン距離演算装置は、情報処理装置等に用いられるマンハッタン距離演算装置として有用である。

本発明に係る確率的パルス発生器の駆動方法は、工業応用可能な確率的パルス発生器の駆動方法として有用である。

請 求 の 範 囲

1. ランダムに変動する変動信号を発生する変動信号発生器と、一方の入力信号と他方の入力信号との大小に応じてH i g h またはL o wの
5 2値信号を出力する比較器とを備え、

前記比較器に前記変動信号発生器から前記変動信号が前記一方の入力信号として入力され、それにより、前記比較器が前記他方の入力信号の大きさに対応した数のパルスを確率的に出力する、確率的パルス発生器。

10 2. 前記変動信号発生器が前記変動信号としてその大きさが統計的にヒストグラムを有する制御ランダム信号を発生し、前記制御ランダム信号のヒストグラムの分布により前記パルスの統計的なヒストグラムが制御される、請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器。

15 3. 前記他方の入力信号が少なくとも周期的信号を成分に含む、請求の範囲第2項記載の確率的パルス発生器。

4. 前記変動信号発生器は記憶装置を有し、前記制御ランダム信号を、前記記憶装置に記憶された所定のヒストグラムの乱数デジタルデータを
20 デジタル／アナログ変換して発生する、請求の範囲第2項記載の確率的パルス発生器。

5. 前記所定のヒストグラムの乱数デジタルデータは、逆変換法または棄却法により得られたものである、請求の範囲第4項記載の確率的パ
25 ルス発生器。

6. 前記制御ランダム信号は前記他方の入力信号の前記周期的信号の

周波数帯域より高い周波数成分を含み、前記パルス発生器は前記周期的信号の周波数帯域より高い周波数の周波数帯域を遮断するローパスフィルタを有し、前記比較器から出力されるパルスが前記ローパスフィルタに入力される、請求の範囲第2項記載の確率的パルス発生器。

5

7. 前記変動信号発生器が少なくとも無限時間後に均一なヒストグラムを有するランダムな変動信号を発生する、請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器。

10 8. 前記変動信号がテント写像のカオスである、請求の範囲第7項記載の確率的パルス発生器。

9. 前記変動信号がベルヌーイ・シフト写像のカオスである、請求の範囲第7項記載の確率的パルス発生器。

15

10. 前記変動信号が一様乱数である、請求の範囲第7項記載の確率的パルス発生器。

20 11. 前記比較器がアナログコンパレータである、請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器。

12. 前記比較器がチョッパ型CMOSコンパレータである、請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器。

25 13. 前記他方の入力信号が前記チョッパ型CMOSコンパレータに入力されかつ該チョッパ型CMOSコンパレータにて保持され、その後、前記変動信号が該チョッパ型CMOSコンパレータに連続して入力され

る、請求の範囲第12項記載の確率的パルス発生器。

14. 請求の範囲第1項記載の確率的パルス発生器でそれぞれ構成された第1、第2の確率的パルス発生器と、前記第1の確率的パルス発生器からの出力と前記第2の確率的パルス発生器からの出力との排他的論理和を出力する排他的論理和回路とを備え、

前記第1の確率的パルス発生器への前記他方の入力信号及び前記変動信号がそれぞれ V_{s_1} 、 V_{c_1} でかつ前記第1の確率的パルス発生器からの出力が V_{o_1} であり、前記第2の確率的パルス発生器への前記他方の入力信号及び前記変動信号がそれぞれ V_{s_2} 、 V_{c_2} でかつ前記第2の確率的パルス発生器からの出力が V_{o_2} であるとき、

前記変動信号 V_{c_1} と前記変動信号 V_{c_2} とが同一の変動信号であり、それにより、前記他方の入力信号 V_{s_1} の値と前記他方の入力信号 V_{s_2} の値との差分の絶対値が、前記排他的論理和からなる確率的なパルスの数として得られる、差分絶対値演算器。

15. 前記排他的論理和からなる確率的なパルスは、前記他方の入力信号 V_{s_1} の値と前記他方の入力信号 V_{s_2} の値との差分の絶対値が小さいほどパルス発生確率が小さい、請求の範囲第14項に記載の差分絶対値演算器。

16. 前記変動信号 V_{c_1} 、 V_{c_2} が、同じ数列を繰り返すようにして発生される、請求の範囲第14項記載の差分絶対値演算器。

25 17. 請求の範囲第14項記載の差分絶対値演算器が、1つの前記変動信号発生器に複数並列に接続され、

各々の前記差分絶対値演算器への前記他方の入力信号 V_{s_1} 及び前記他

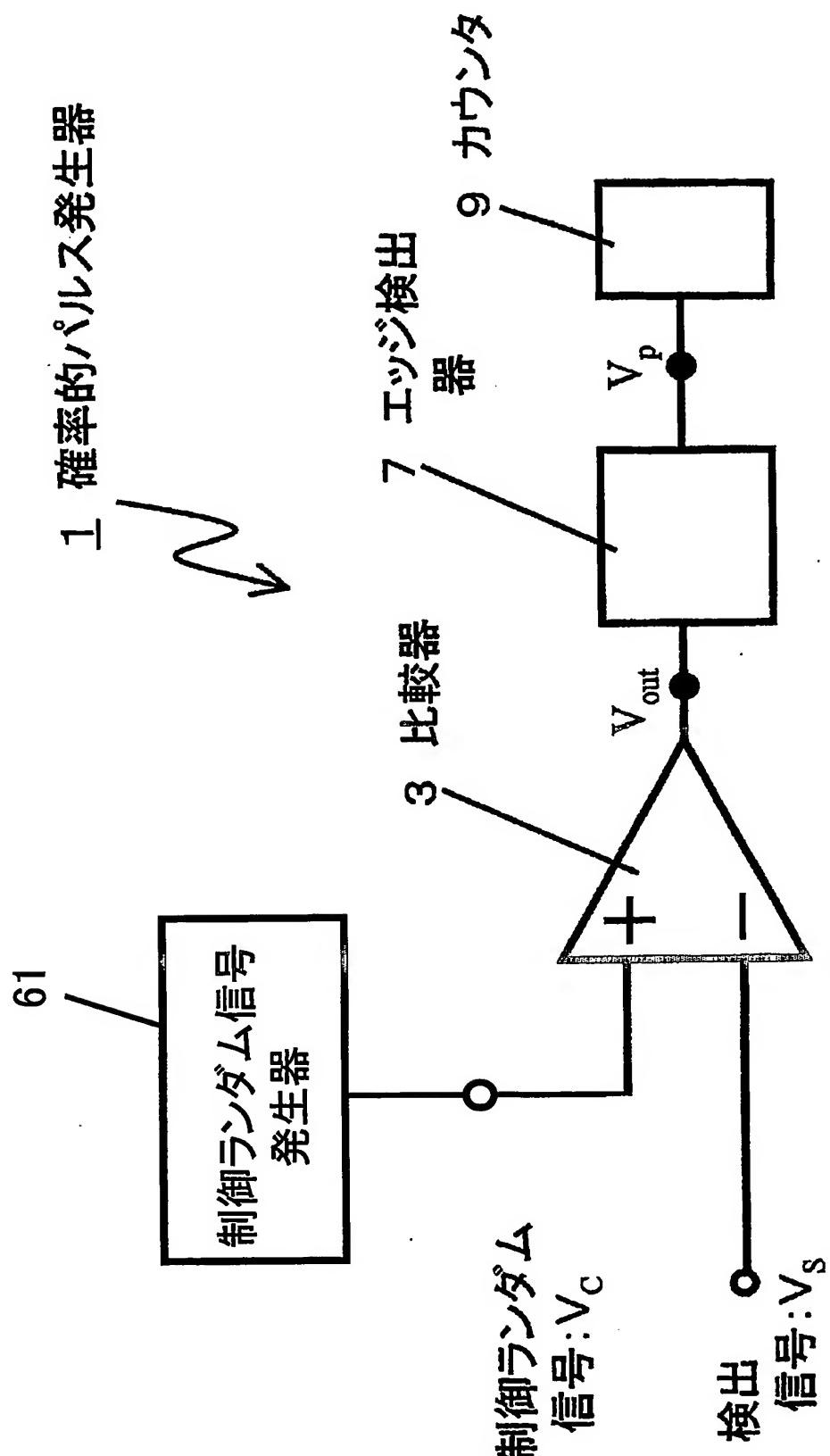
方の入力信号 V_{s_2} として、前記差分絶対値演算器の数に対応する数の要素をそれぞれ有する 2 つのベクトルの各要素に対応する信号がそれぞれ入力され、それにより、前記 2 つのベクトルのマンハッタン距離が確率的なパルス数として得られる、マンハッタン距離演算装置。

5

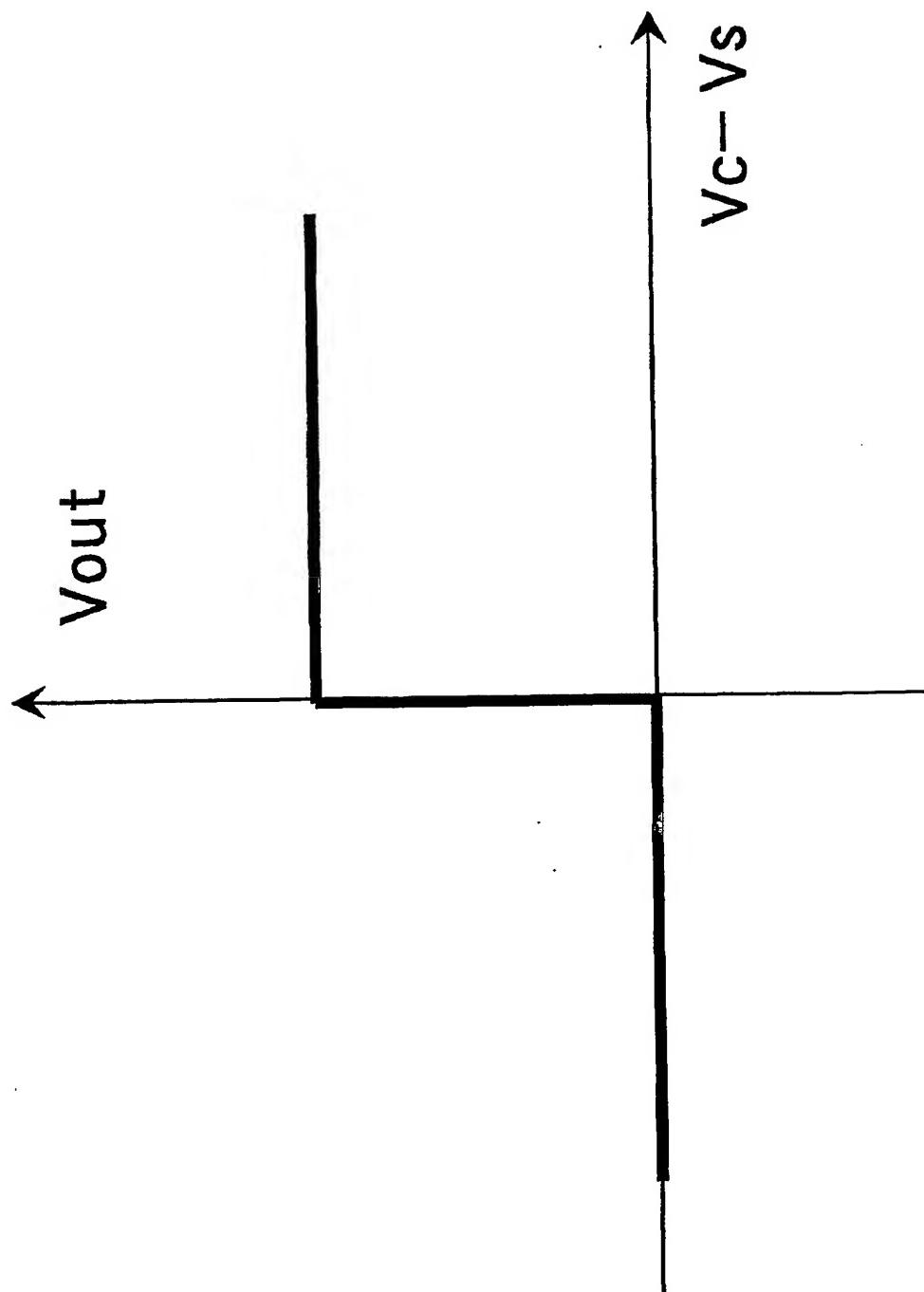
18. 一方の入力信号と他方の入力信号との大小に応じて High または Low の 2 値信号を出力する比較器を備えた確率的パルス発生器の駆動方法であって、

前記比較器に、ランダムに変動する変動信号が前記一方の入力信号と 10 して入力され、それにより、前記比較器から前記他方の入力信号の大きさに対応した数のパルスが確率的に出力される、確率的パルス発生器の駆動方法。

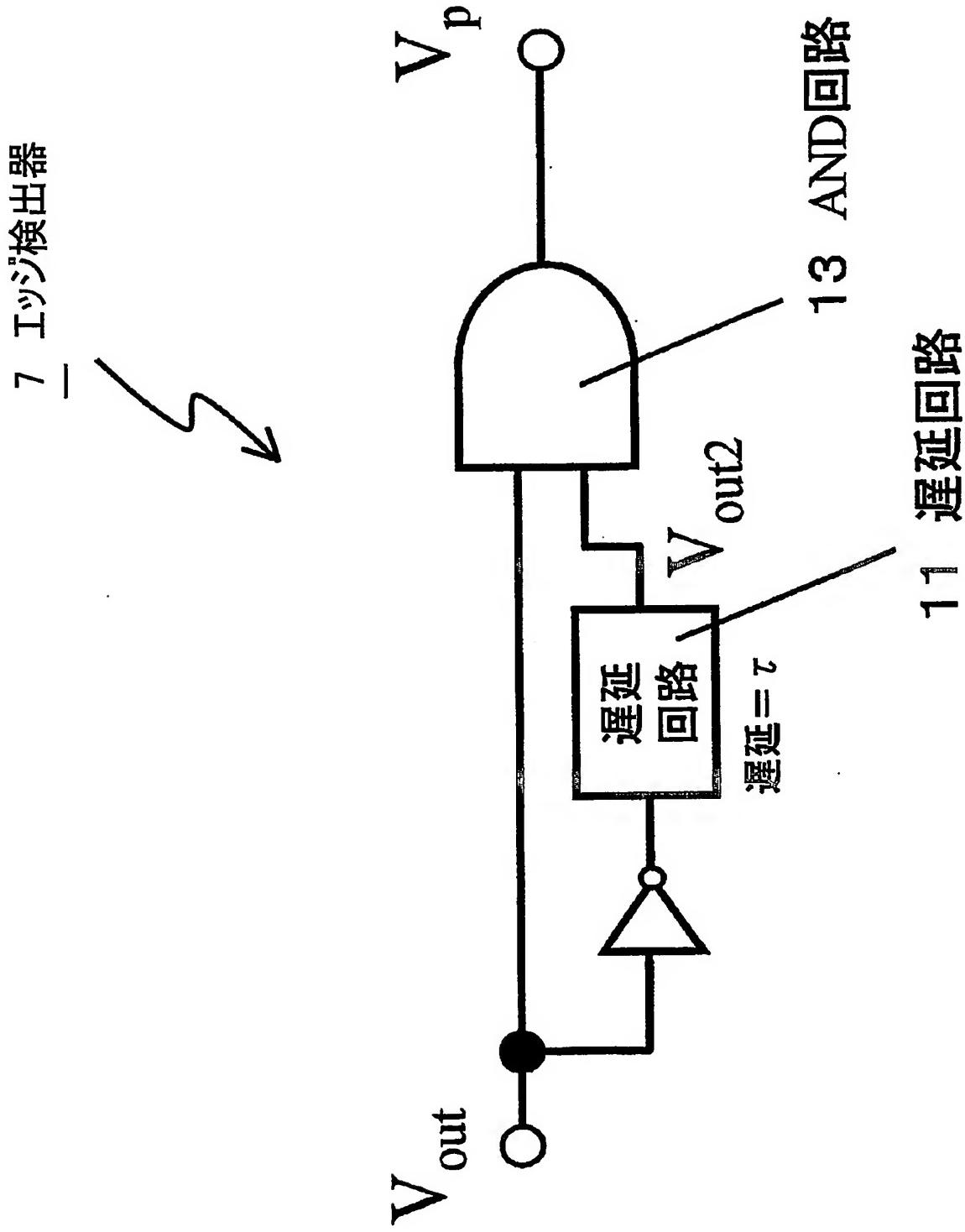
第1図



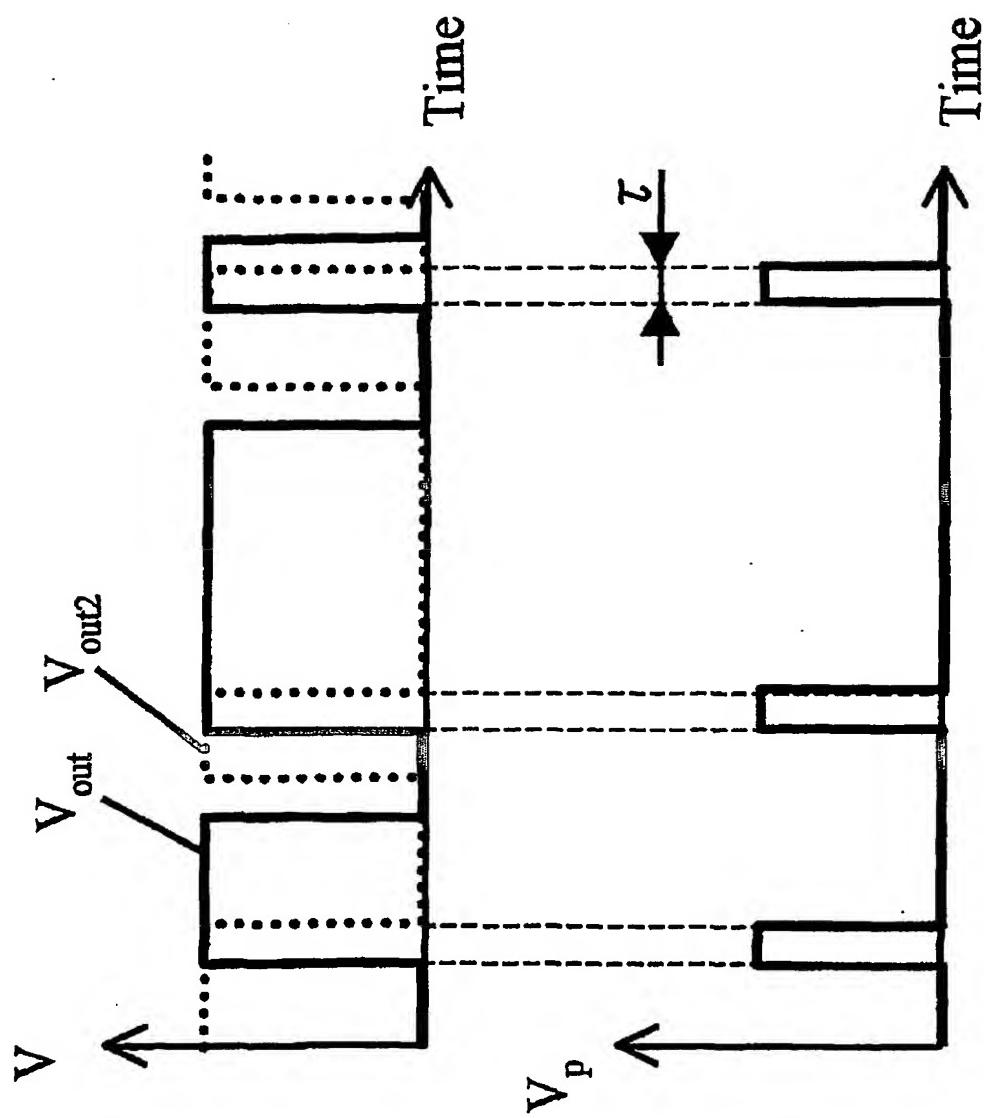
第2図



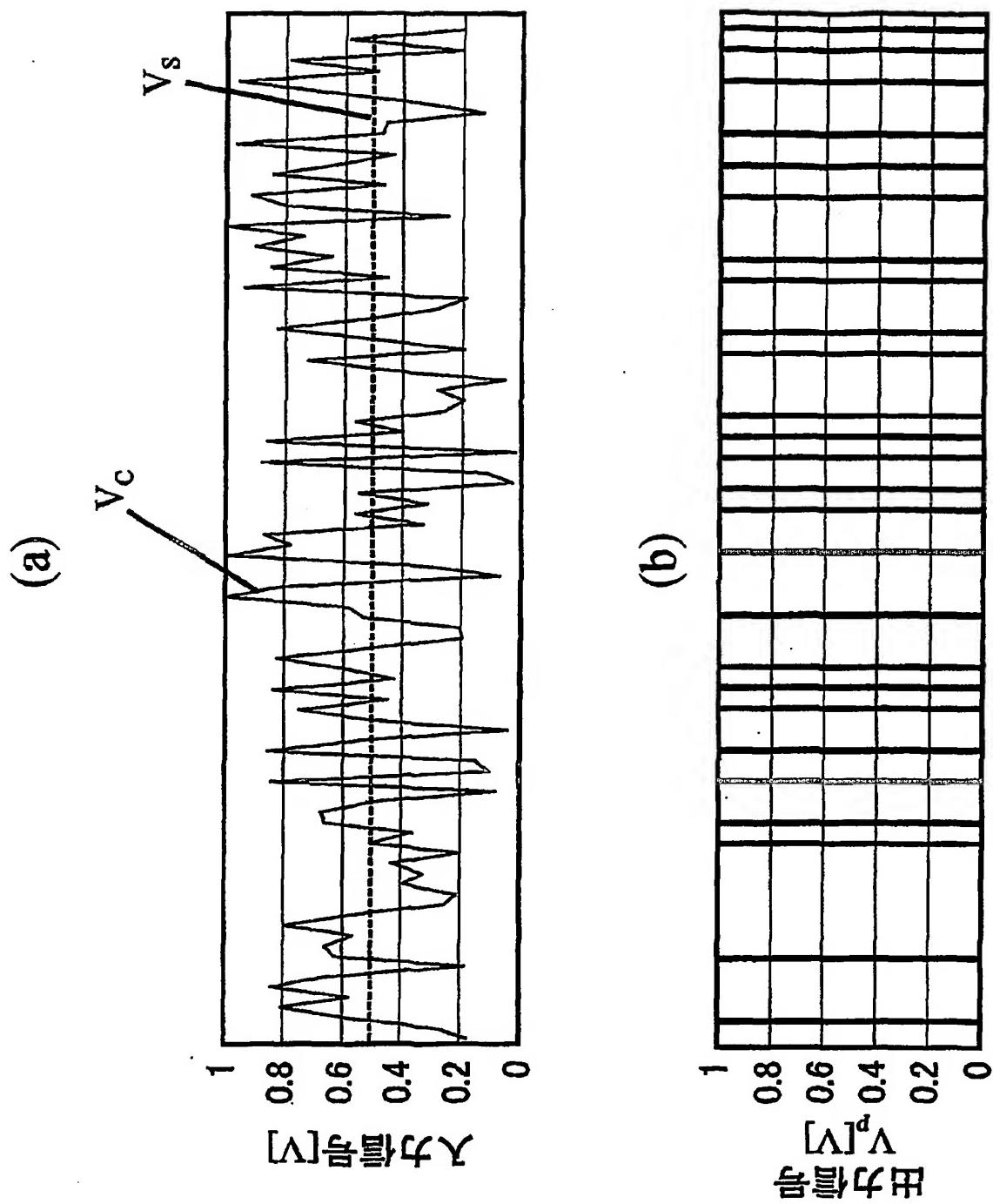
第3図



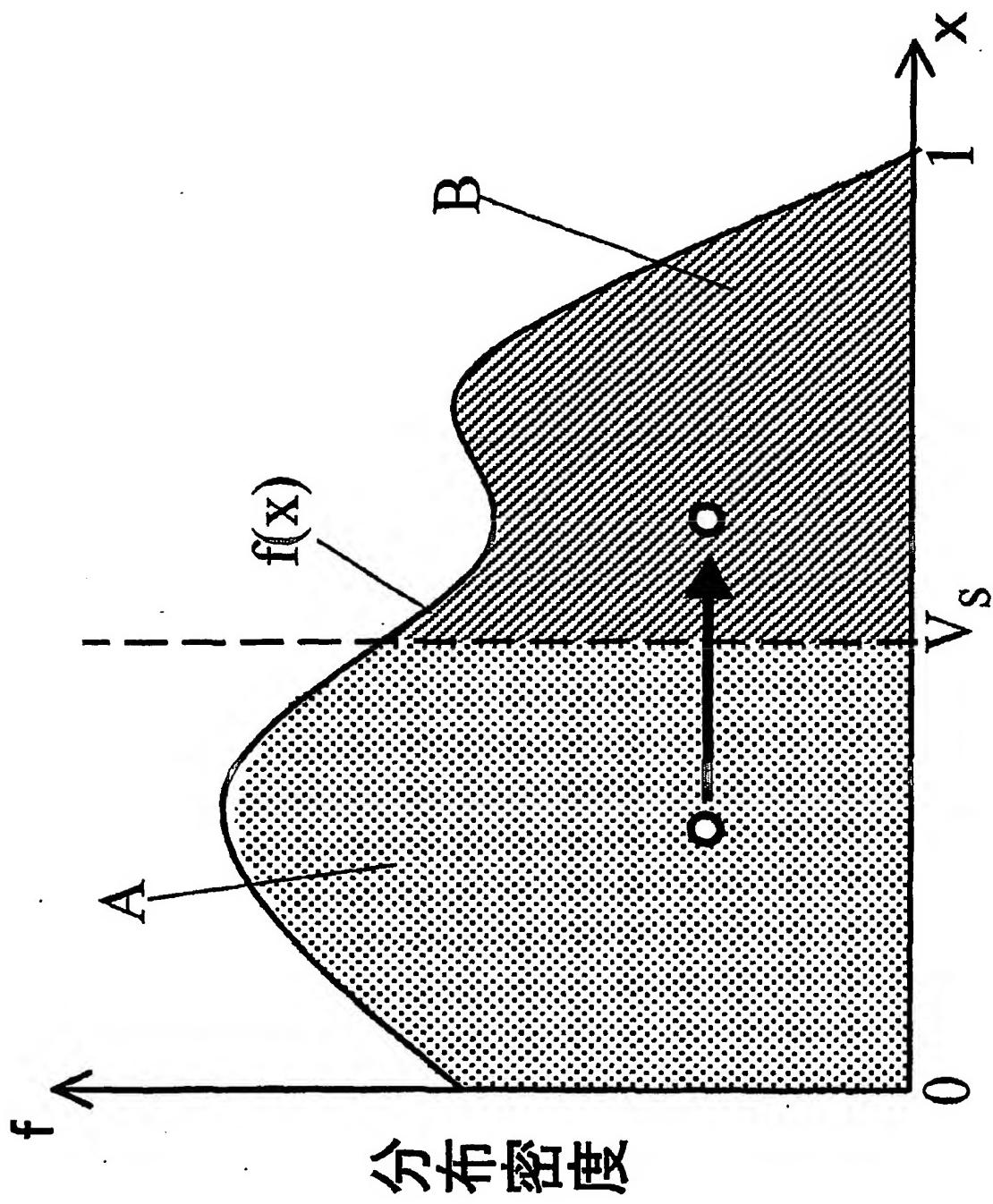
第4図



第5図

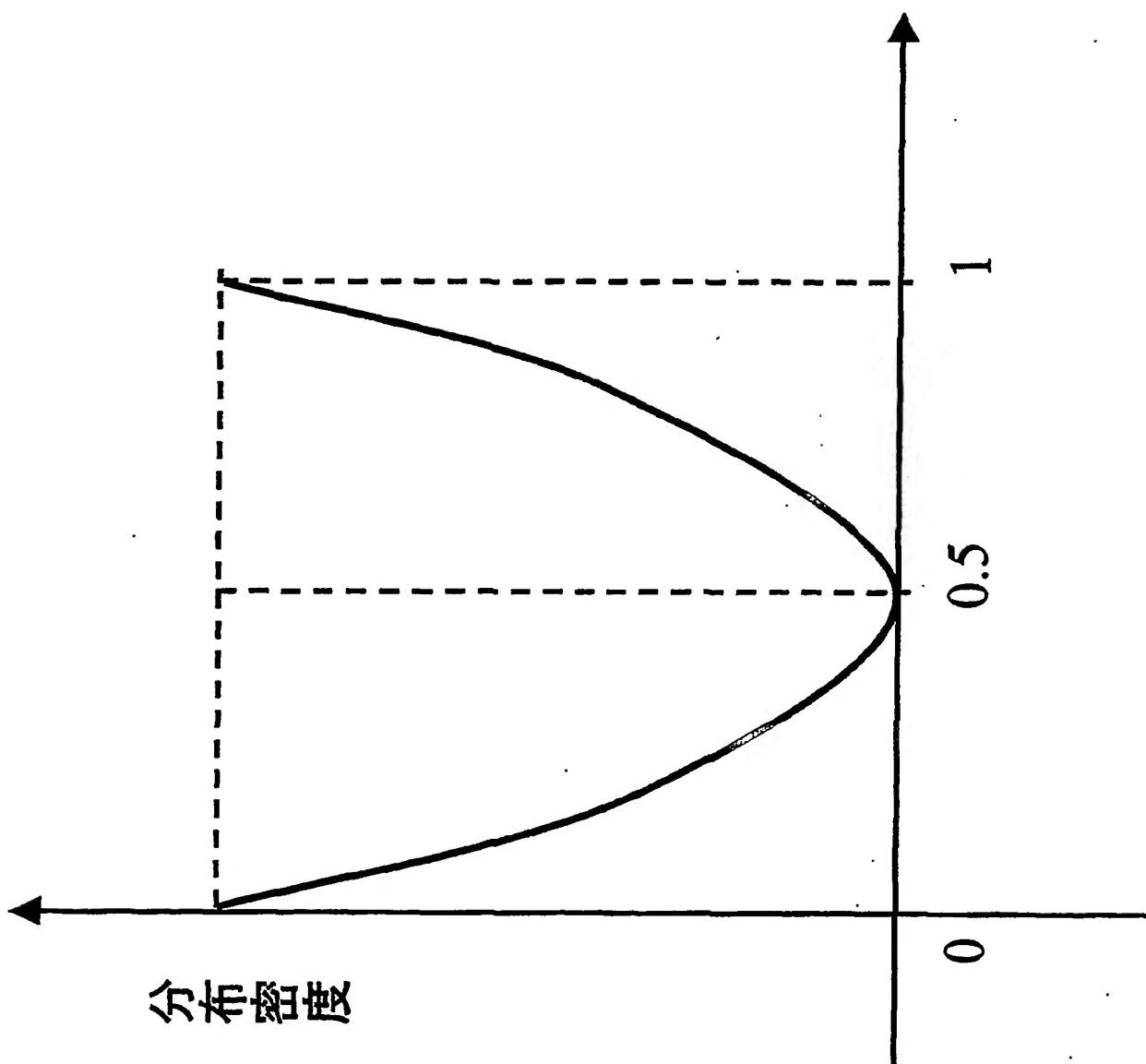


第6図

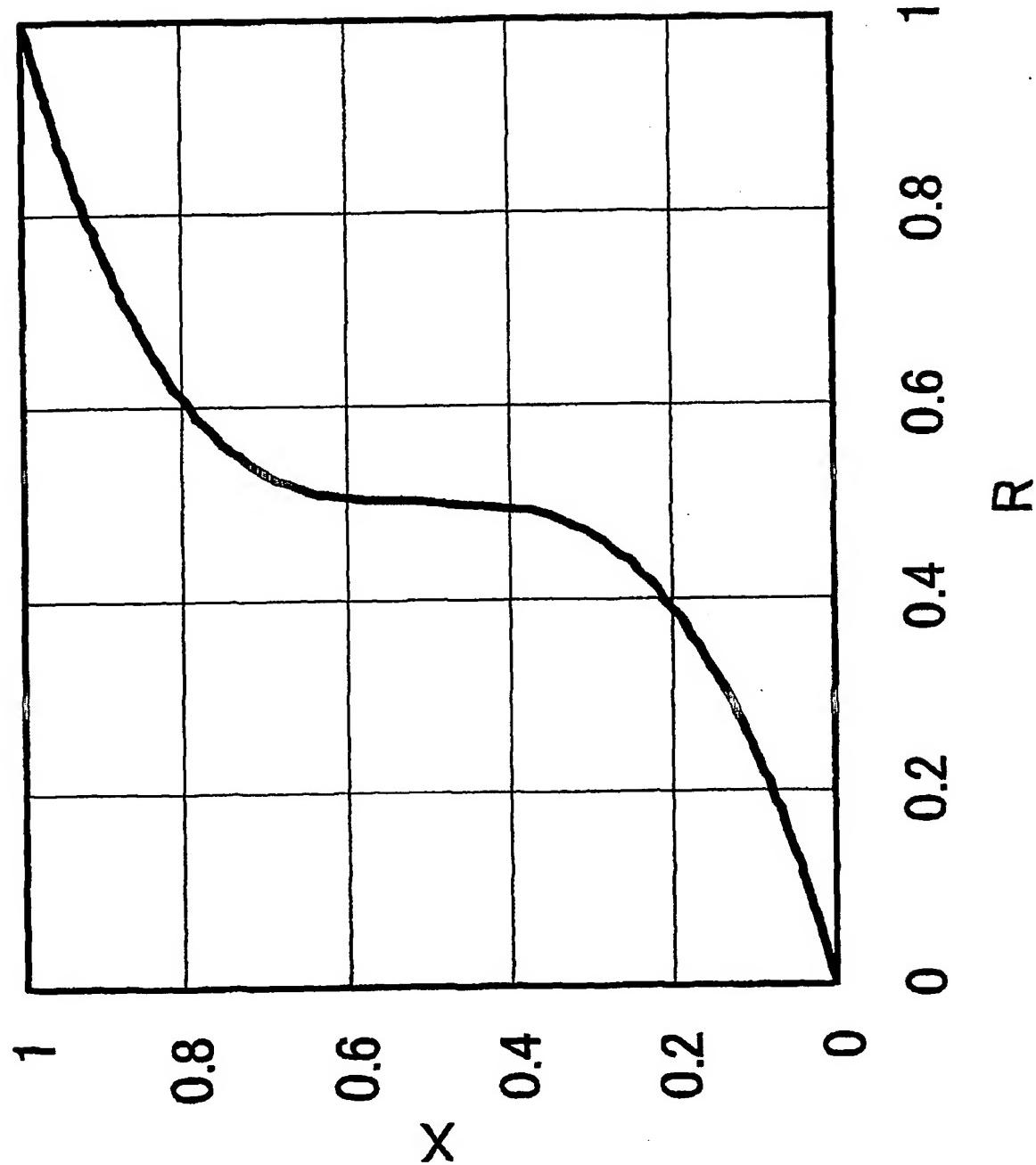


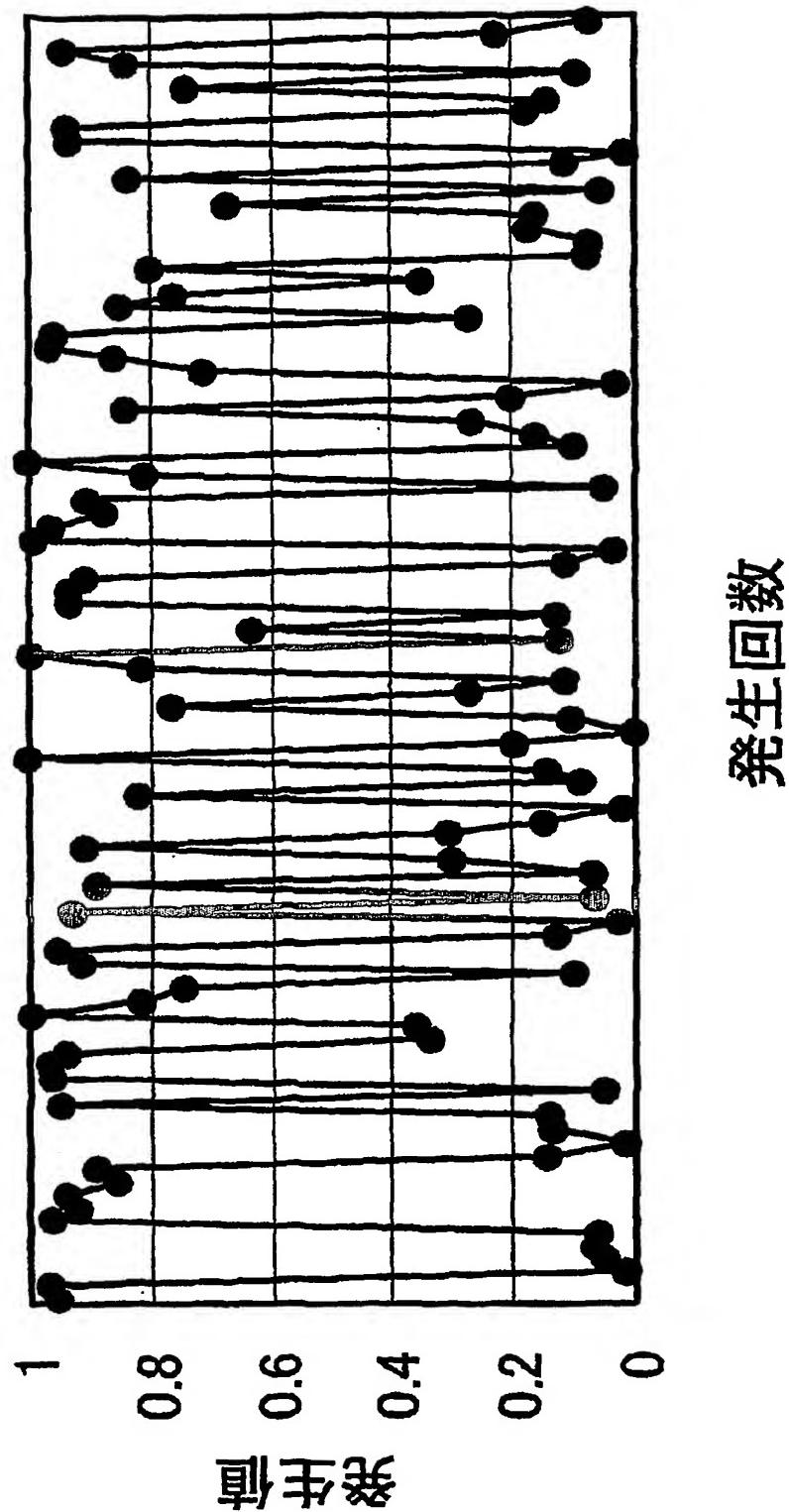
第7図

7/36



第8図

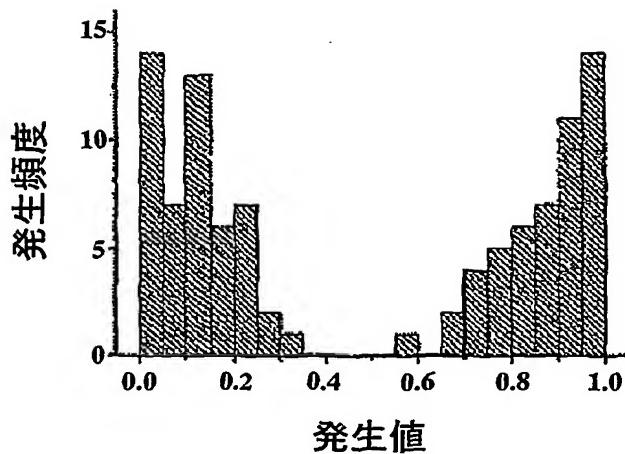




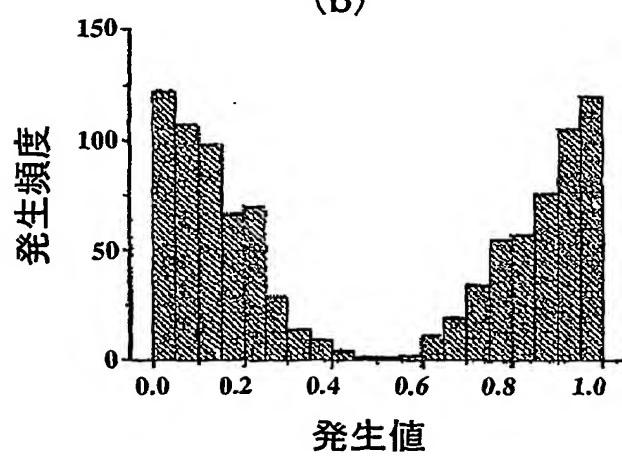
第10図

10/36

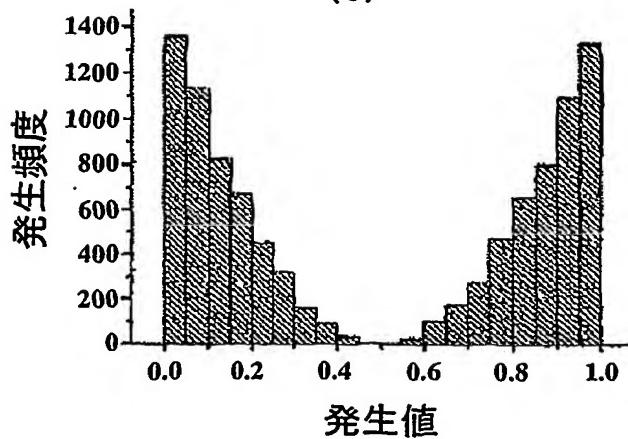
(a)



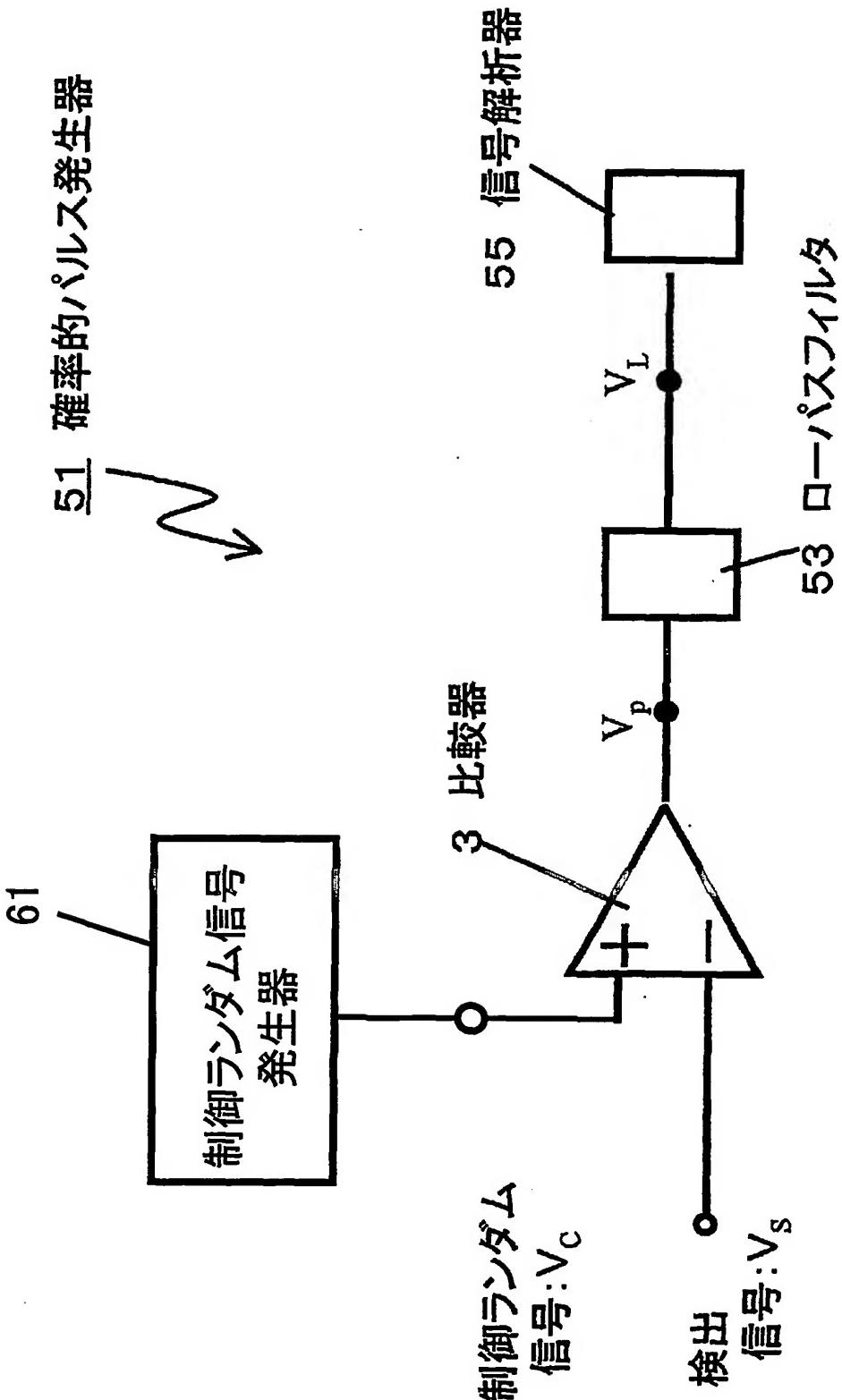
(b)



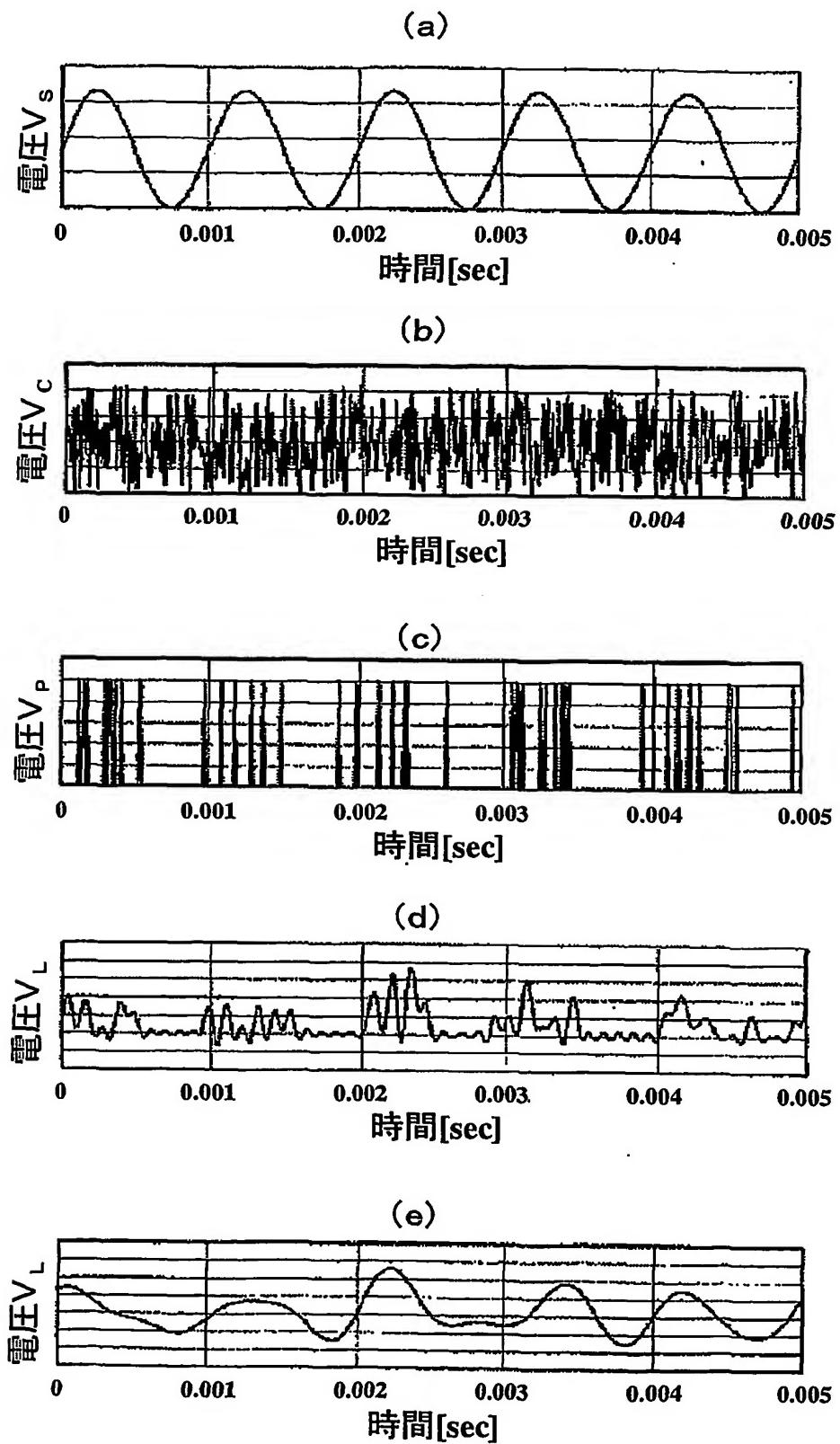
(c)



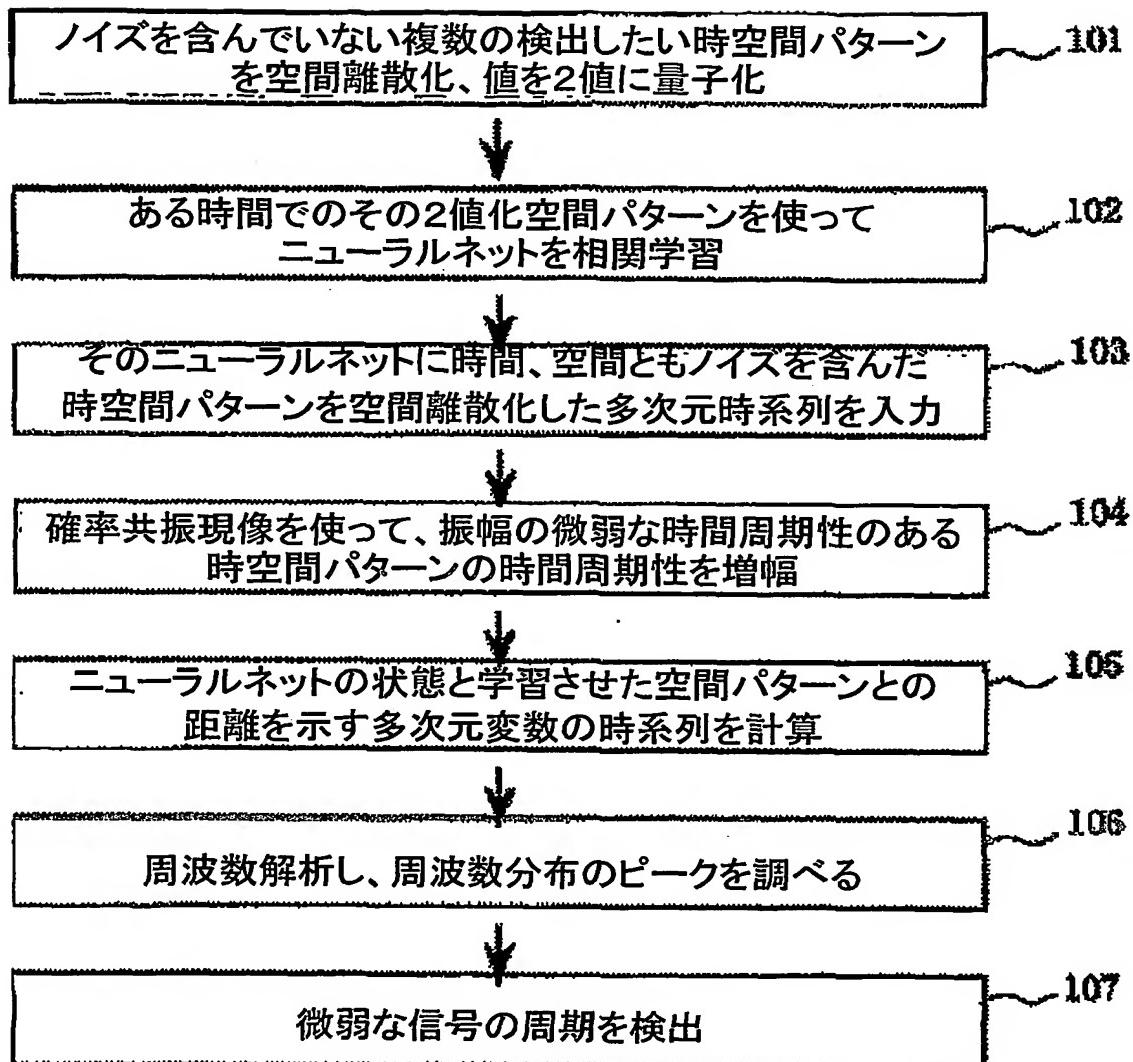
第11図



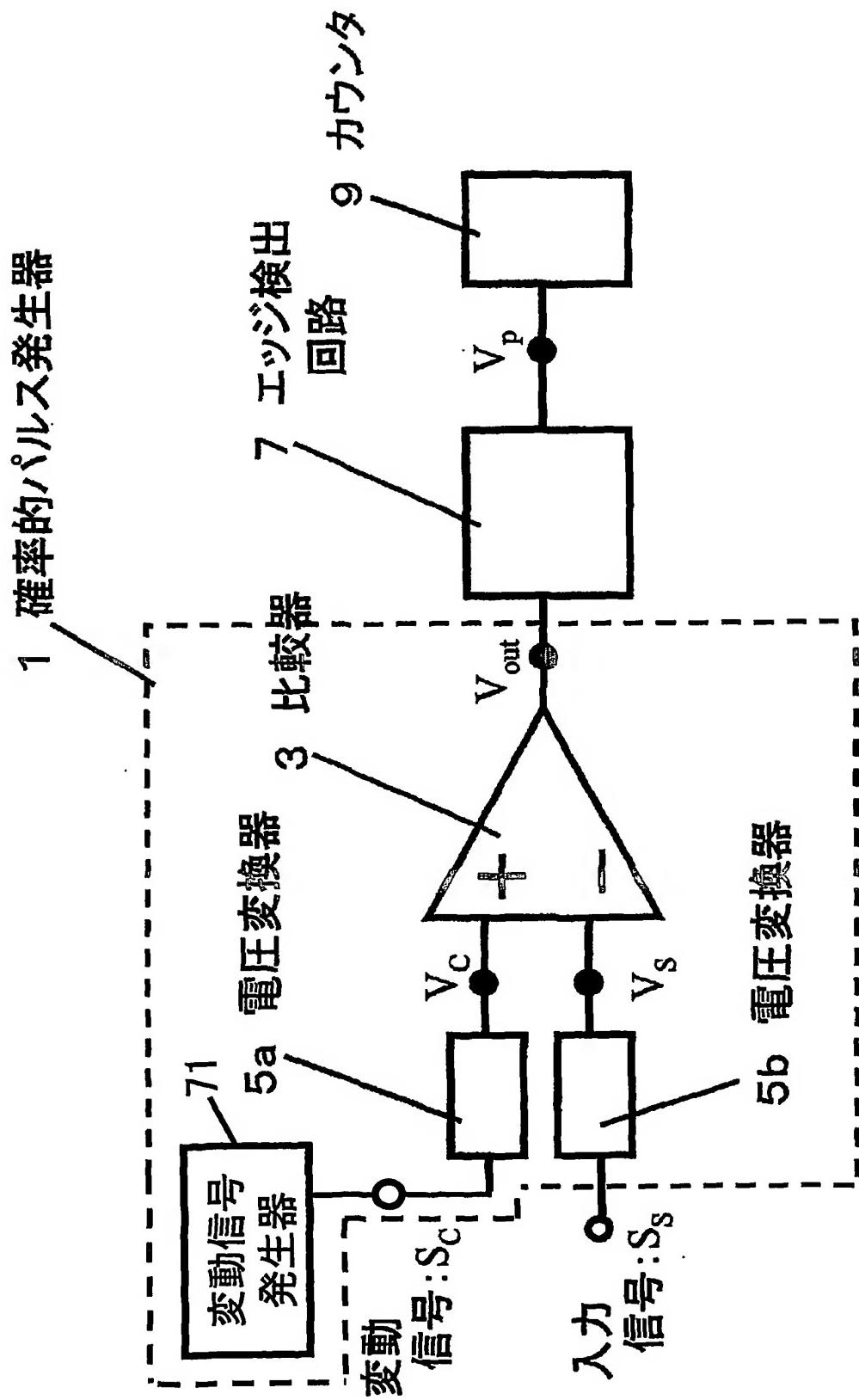
第12図



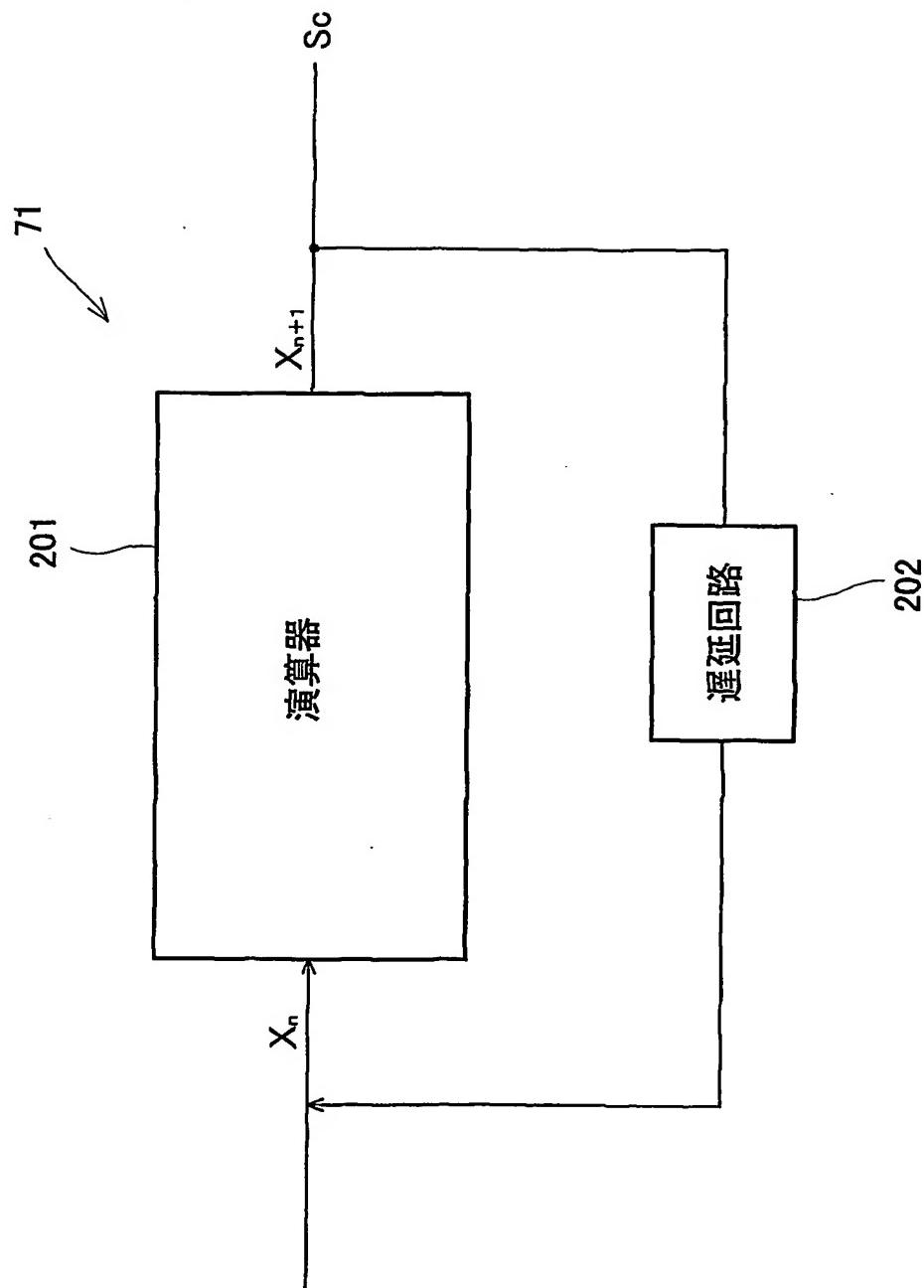
第13図



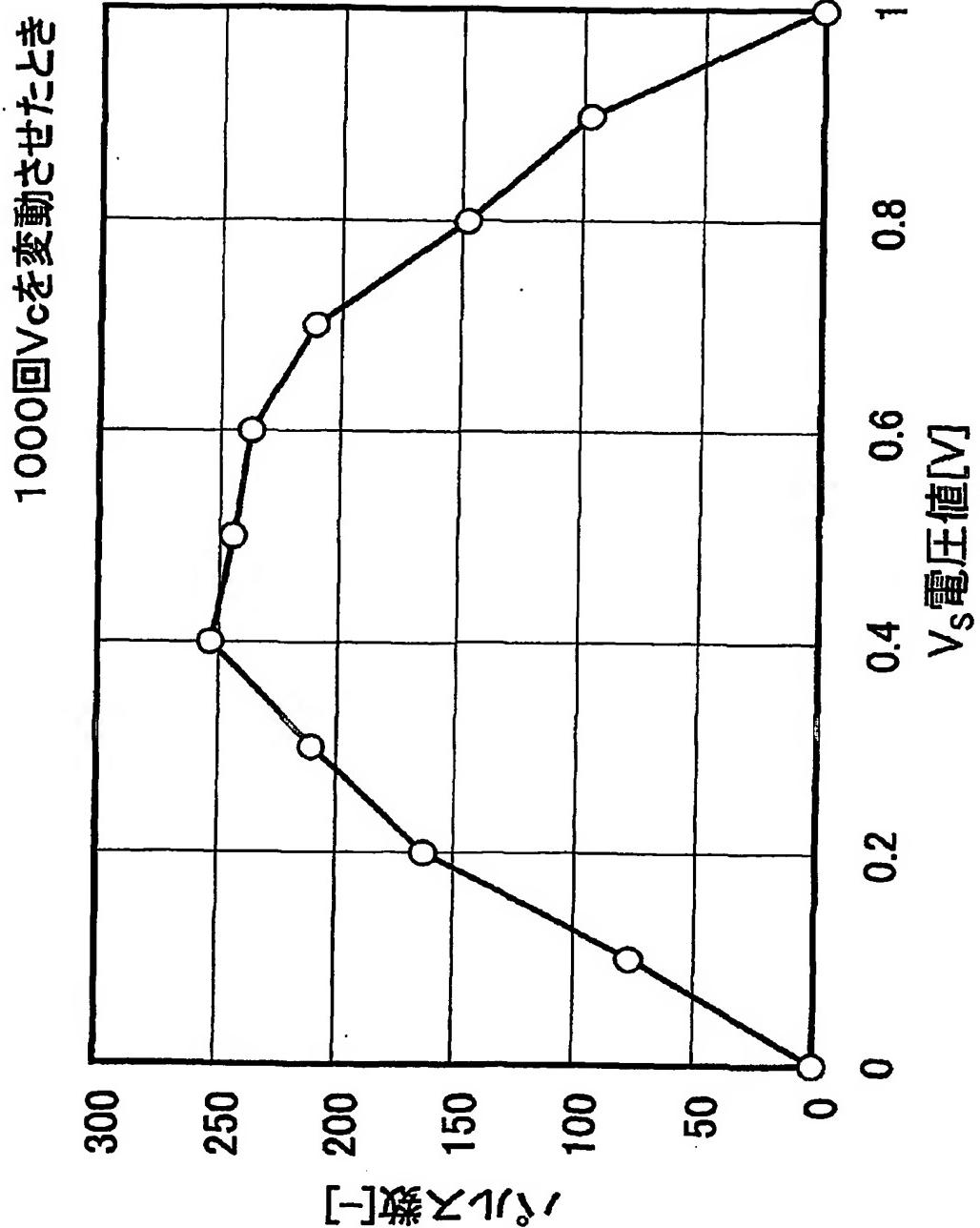
第14図



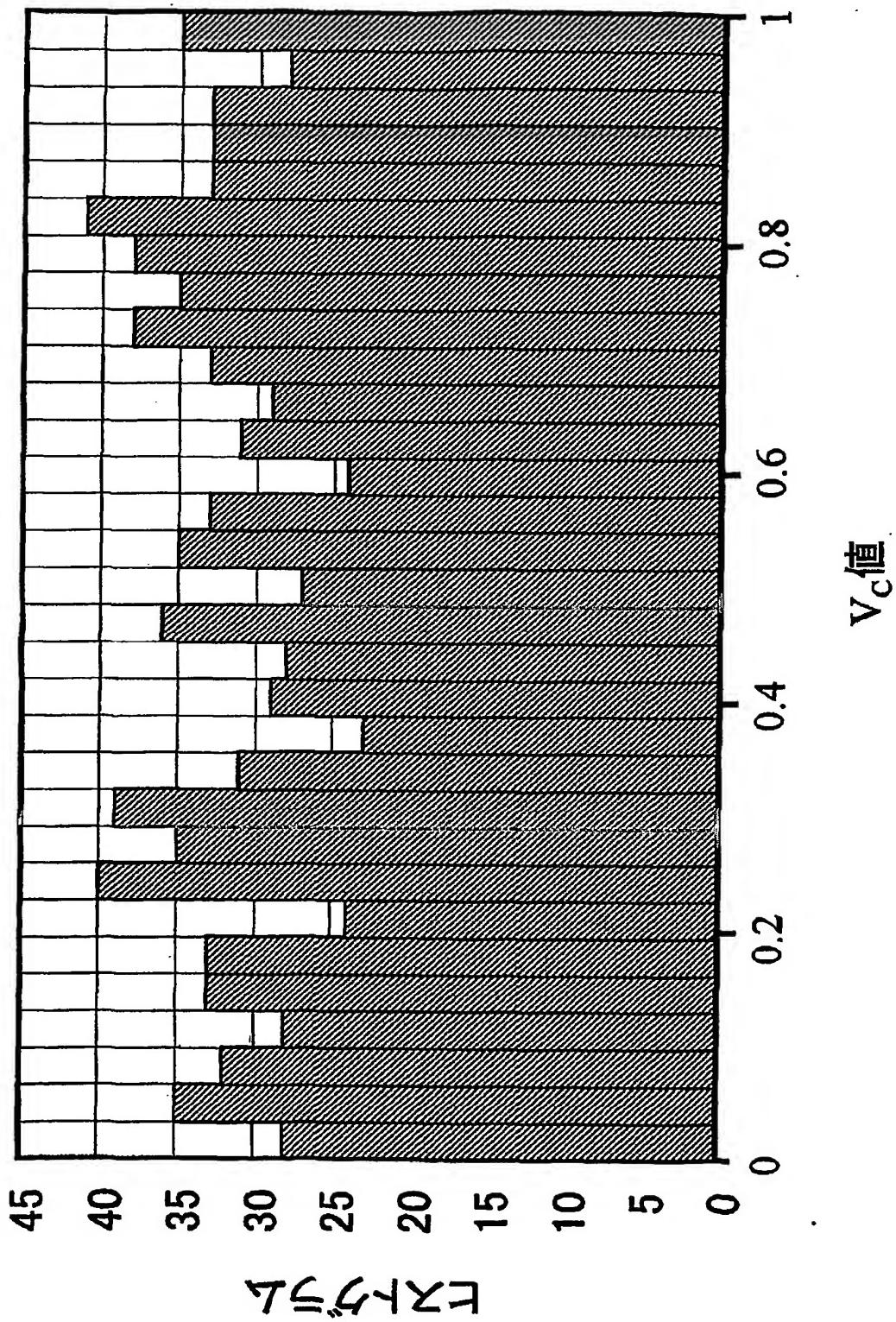
第15図



第16図

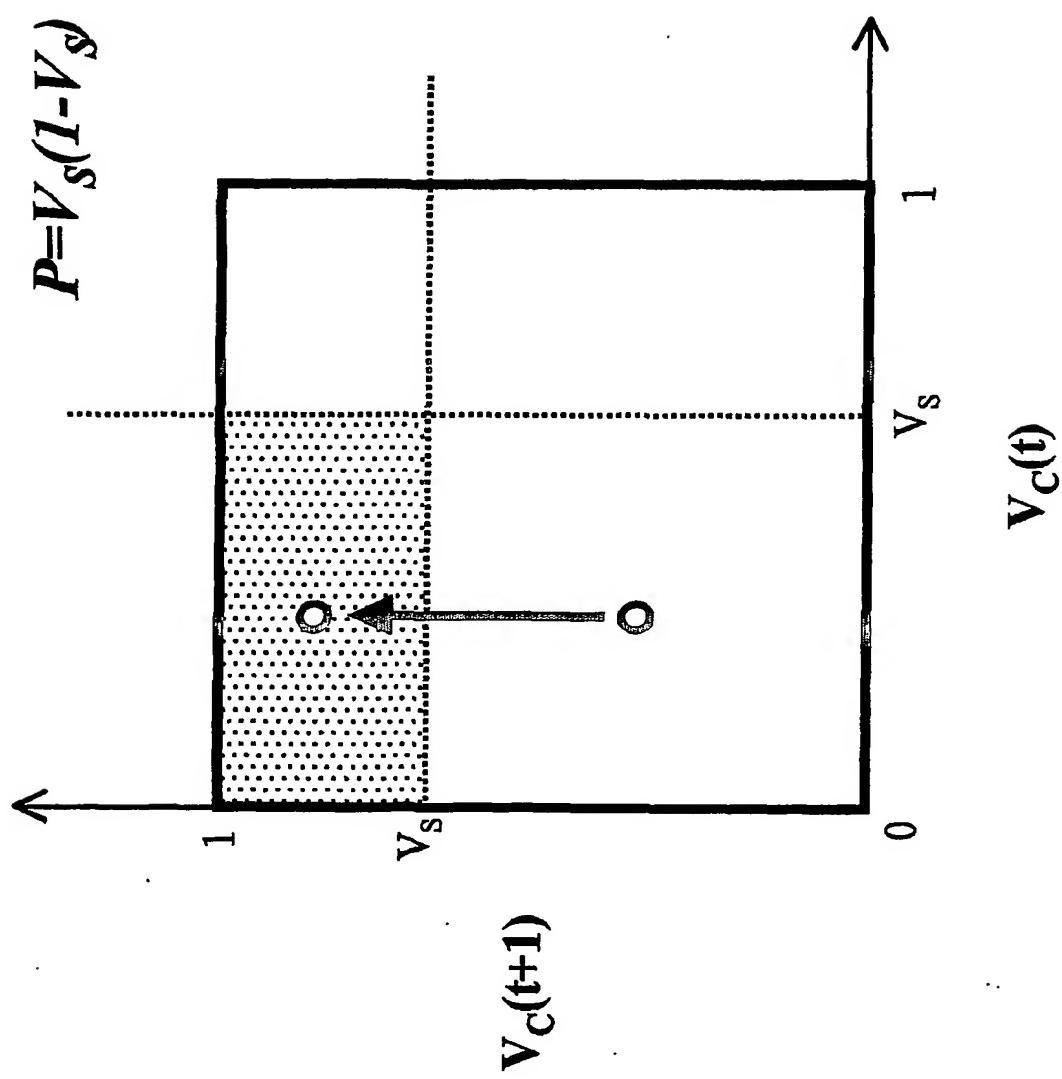


第17図



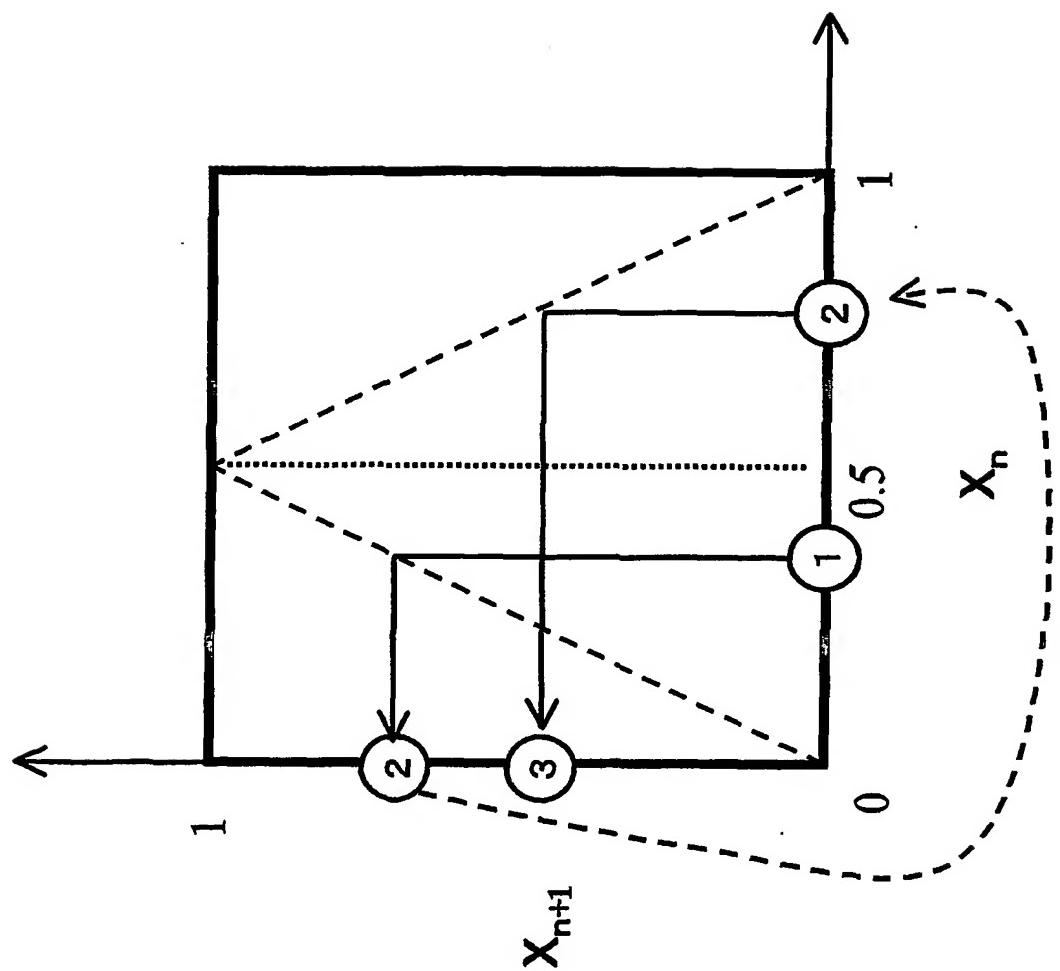
BEST AVAILABLE COPY

第18図

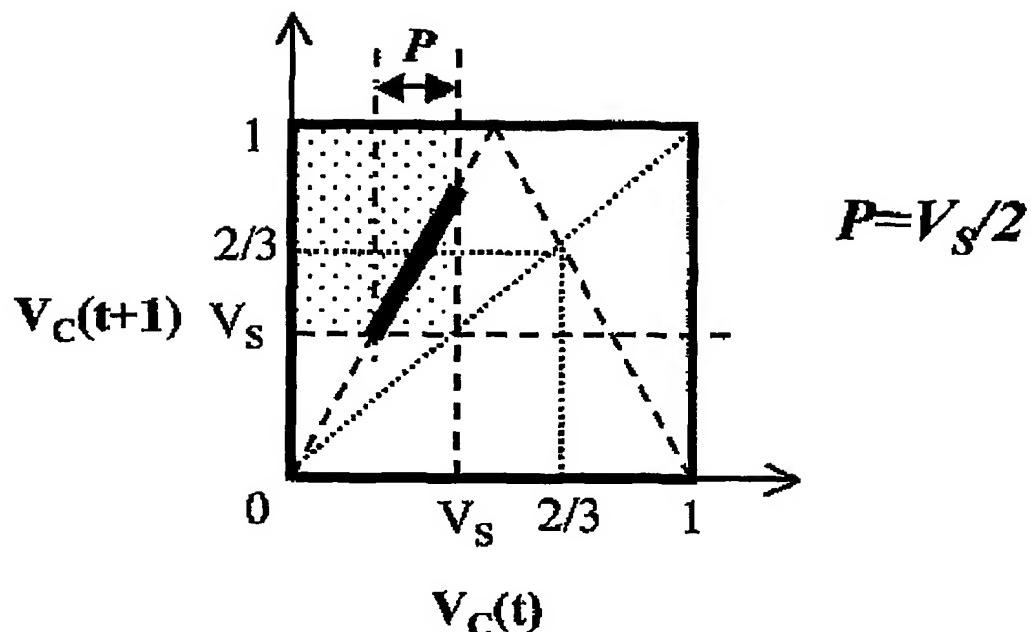
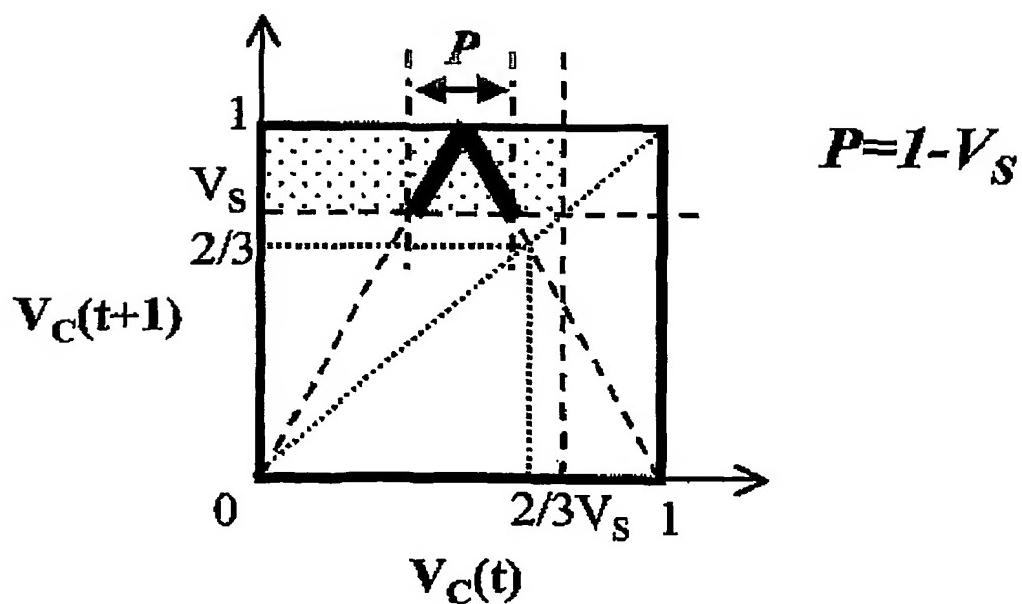


BEST AVAILABLE COPIE

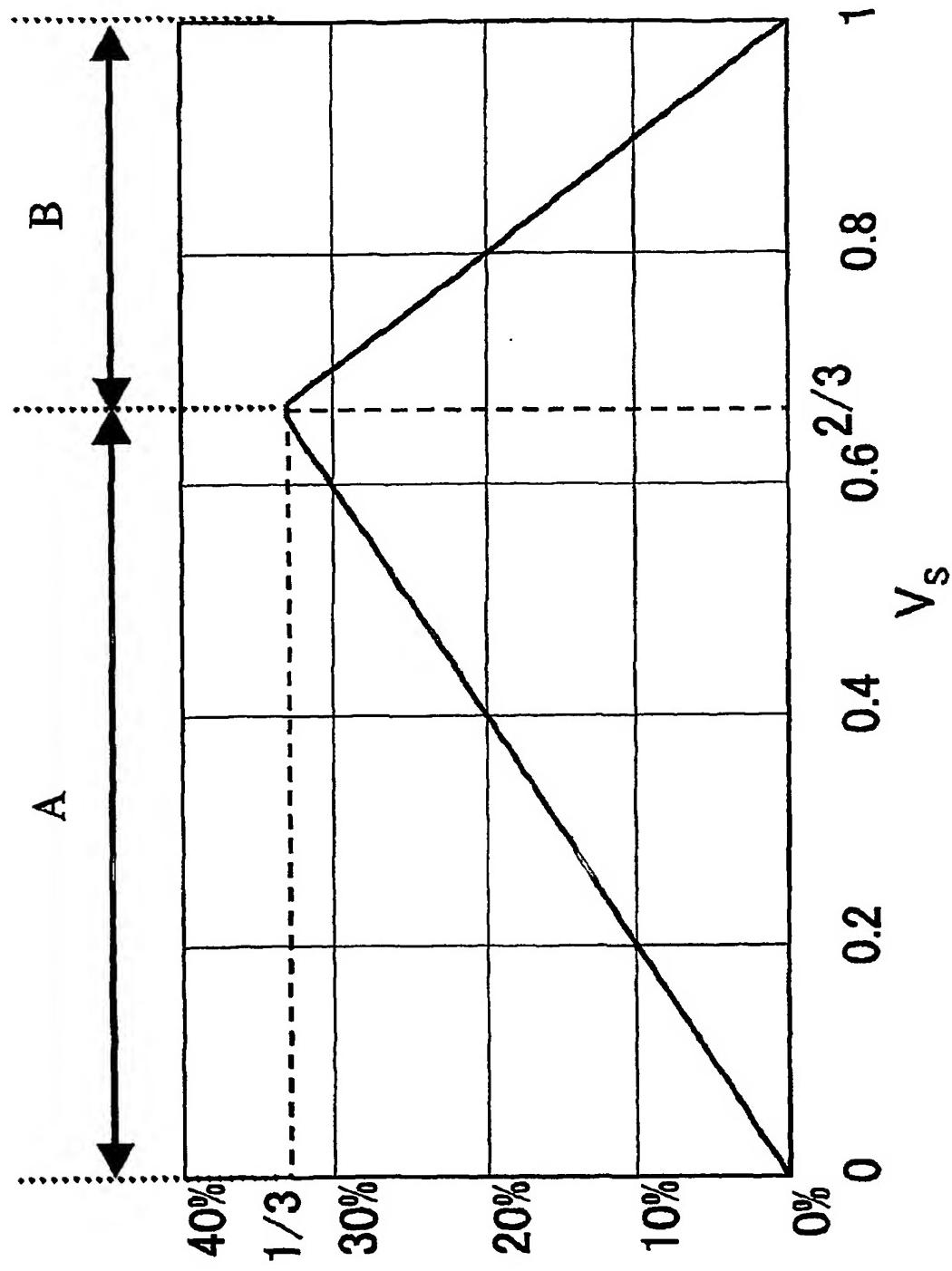
第19図



第20図

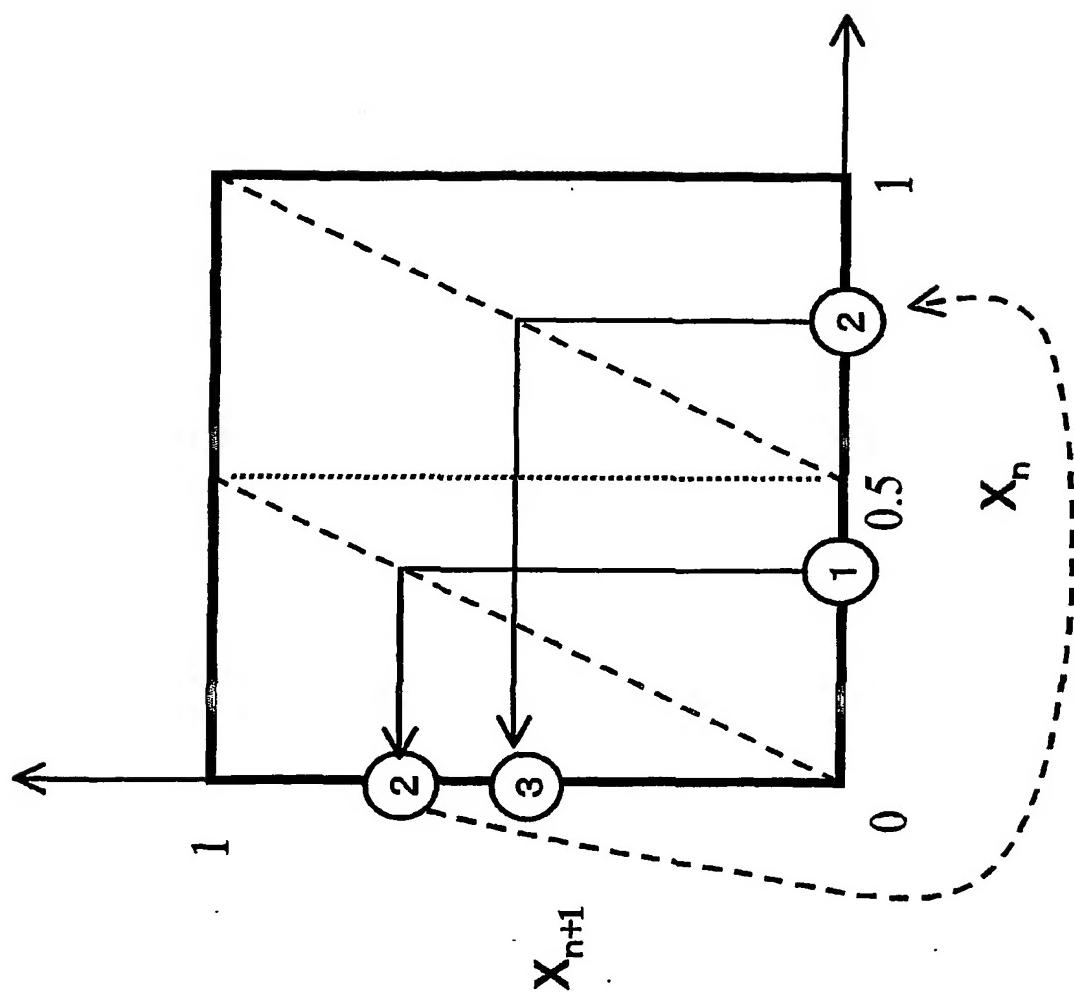
(a) $V_s \leq 2/3$ (b) $V_s \geq 2/3$ 

第21図

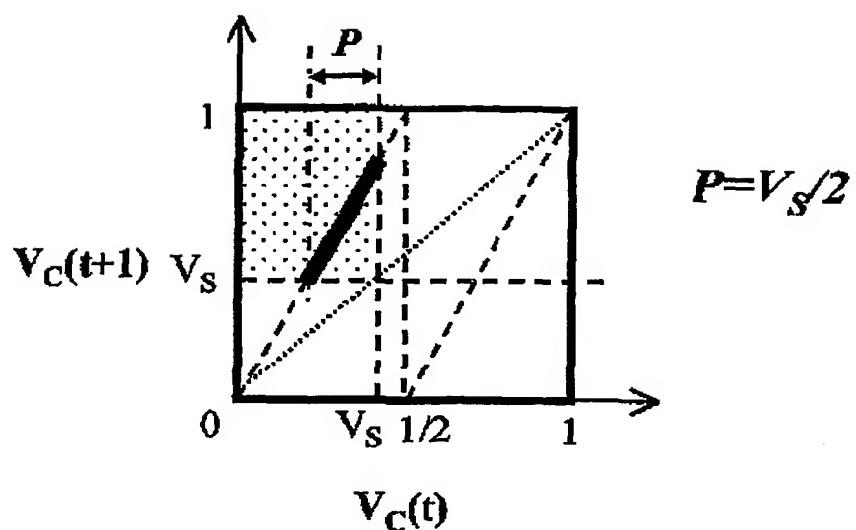


11/12 繊維生産

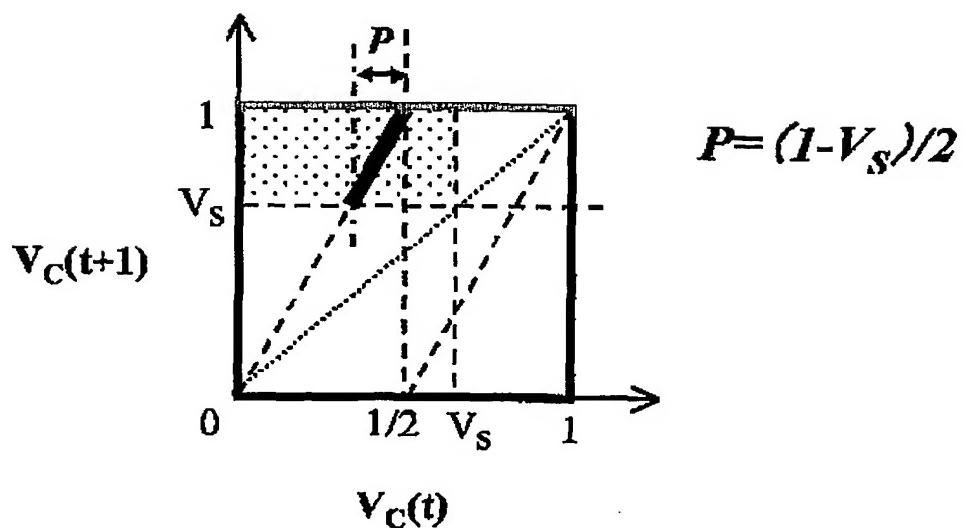
第22図



第23図

(a) $V_S \leq 1/2$ 

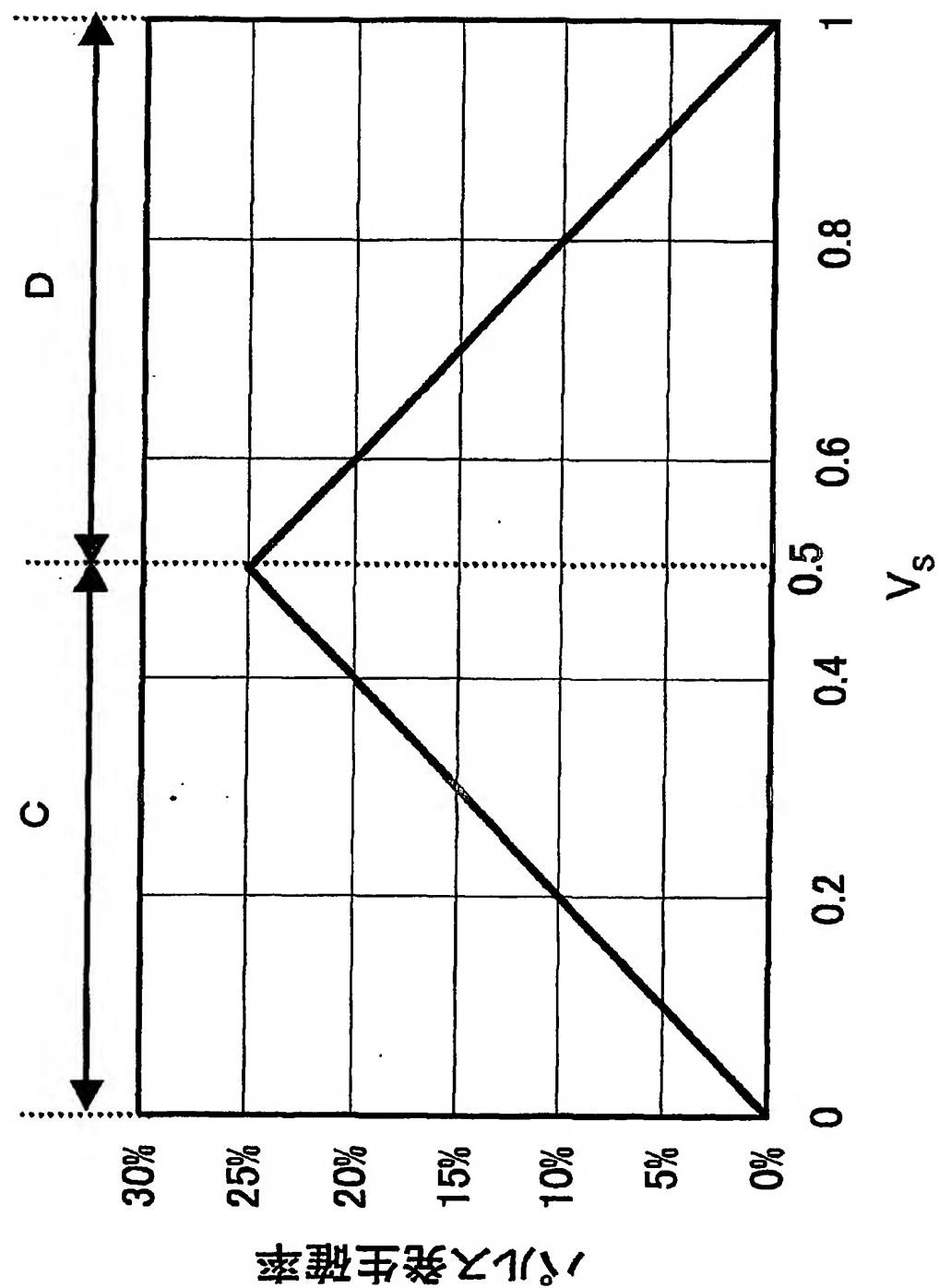
$$P = V_S/2$$

 $V_C(t)$ (b) $V_S \geq 1/2$ 

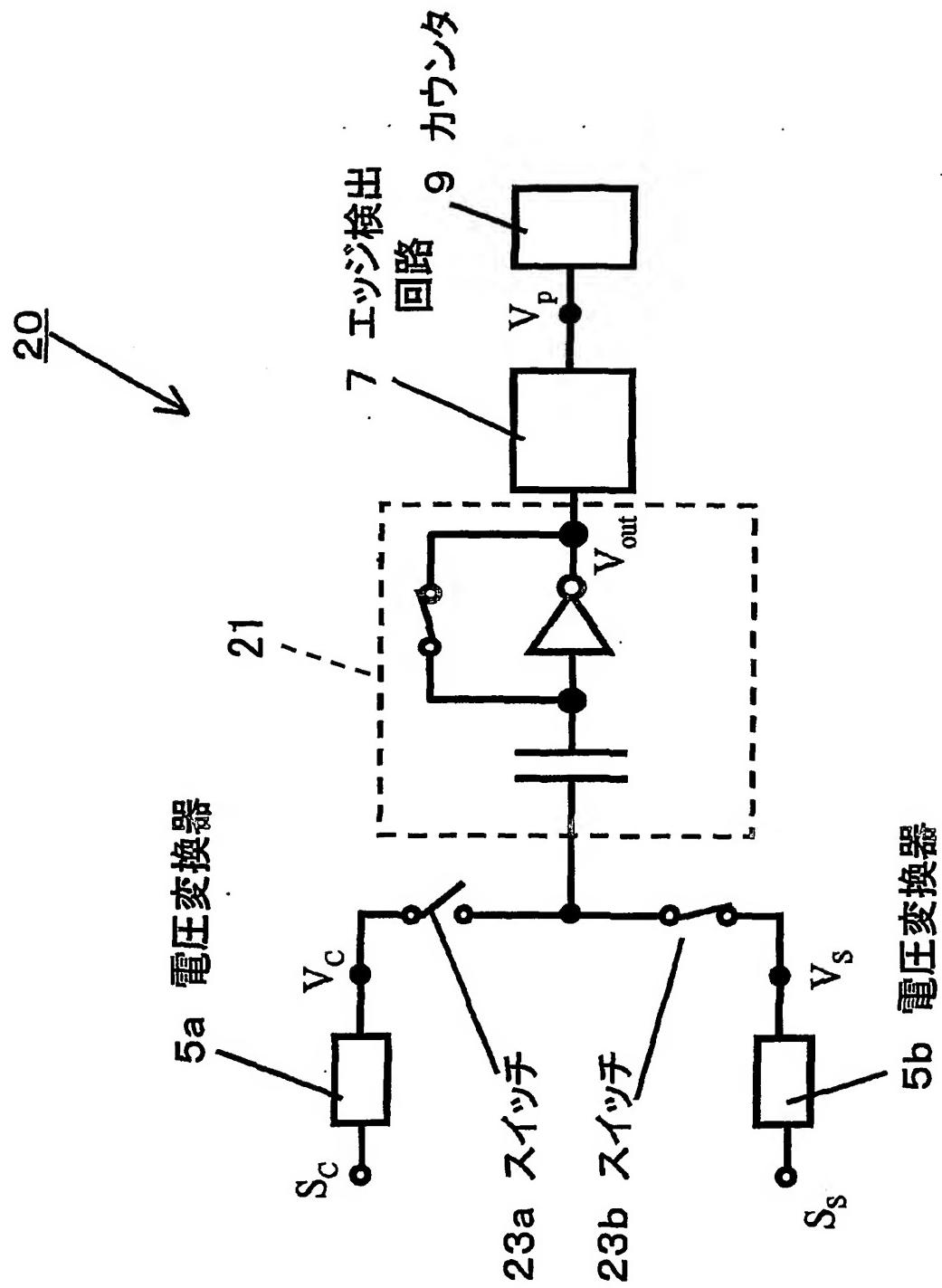
$$P = (1 - V_S)/2$$

 $V_C(t)$

第24図

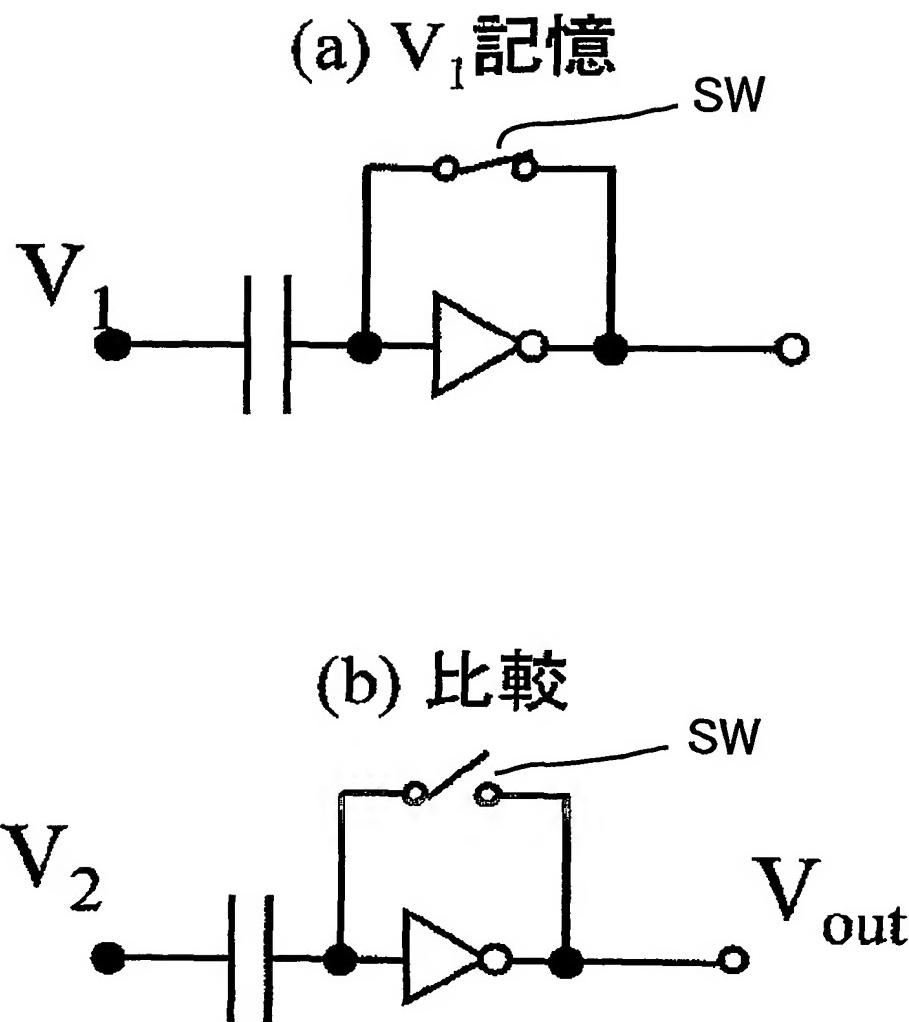


第25図



第26図

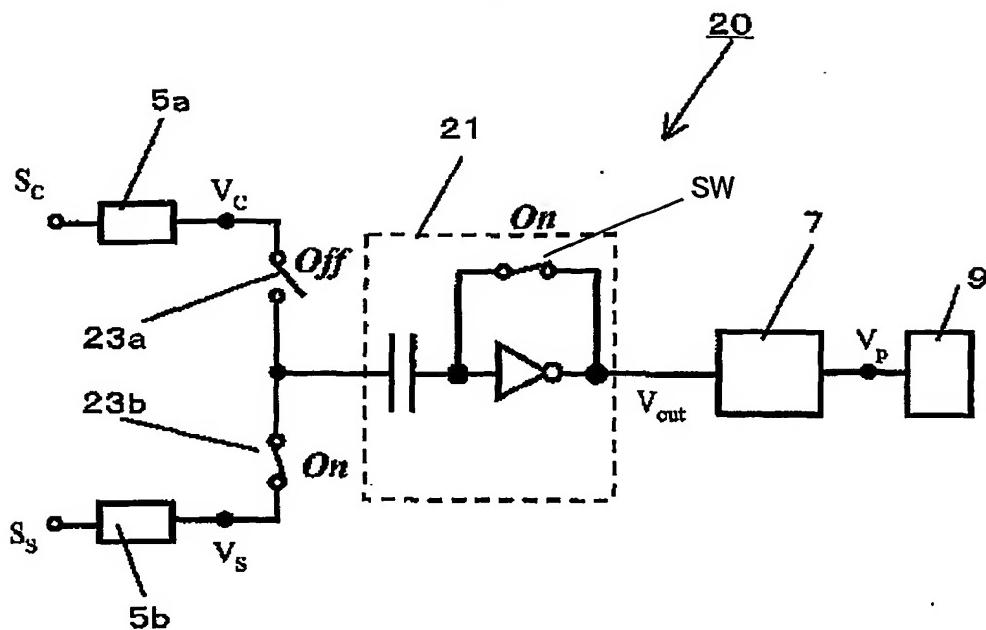
26/36



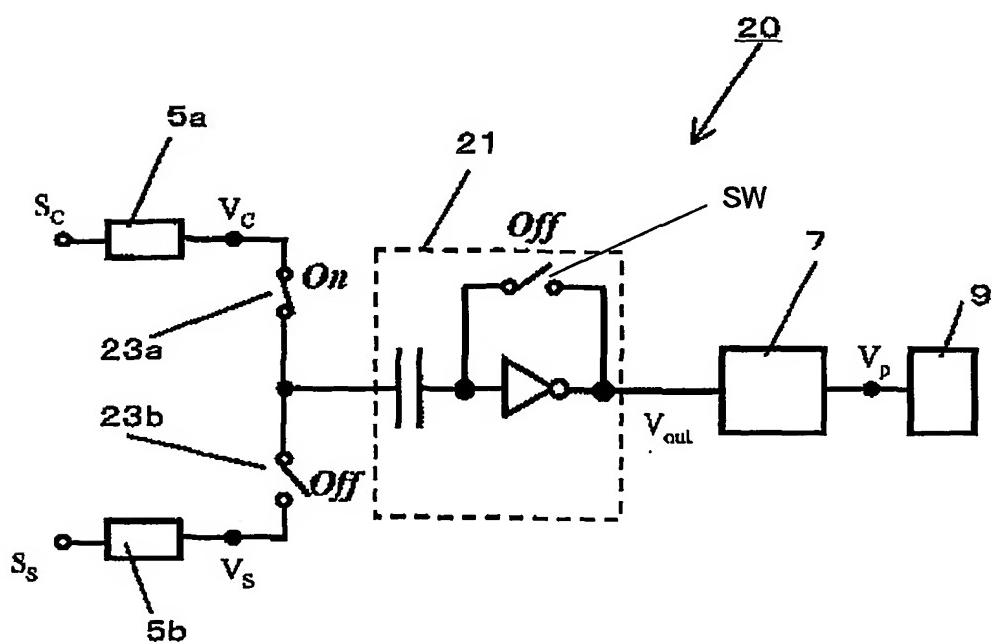
第27図

27/36

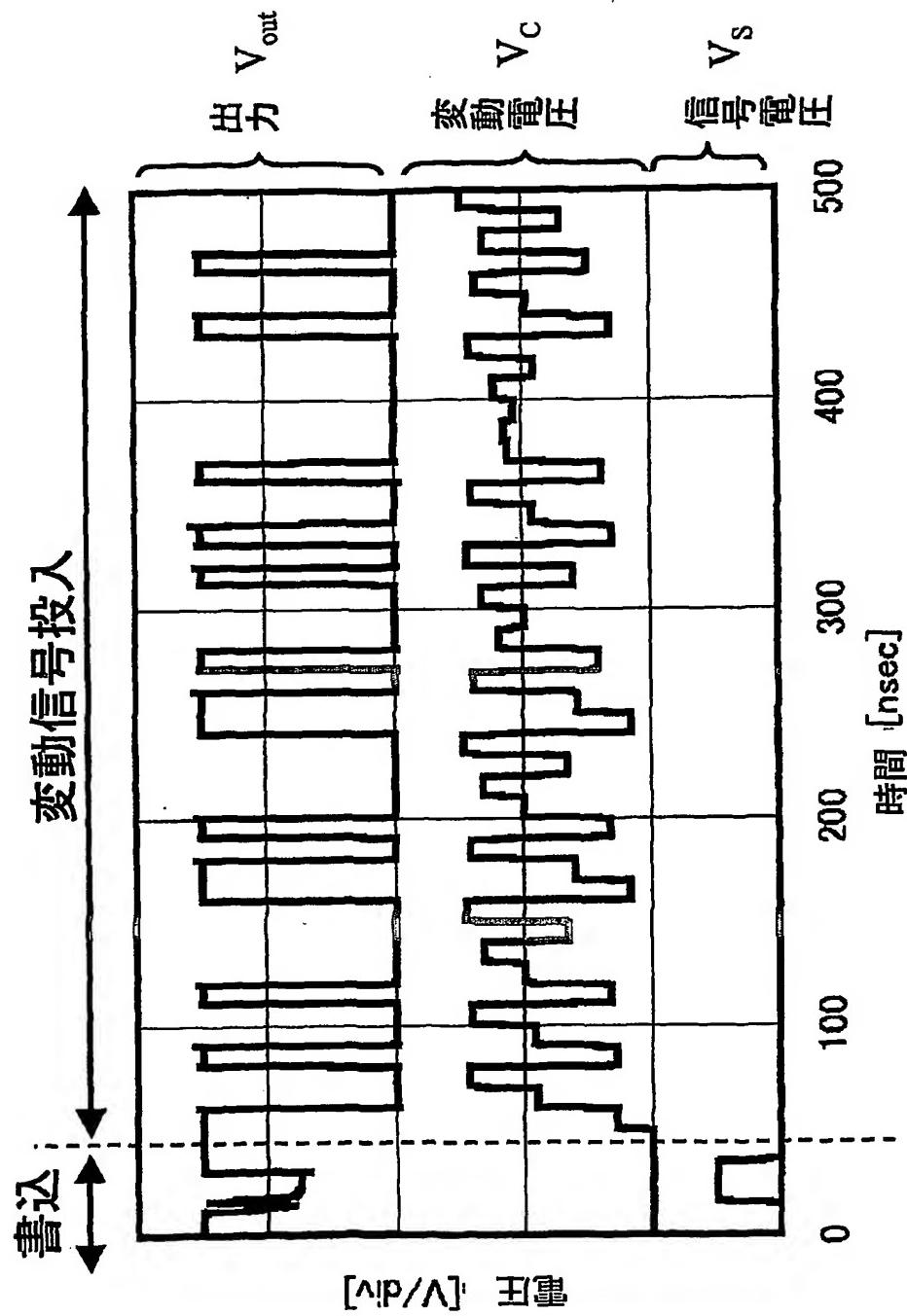
(a)



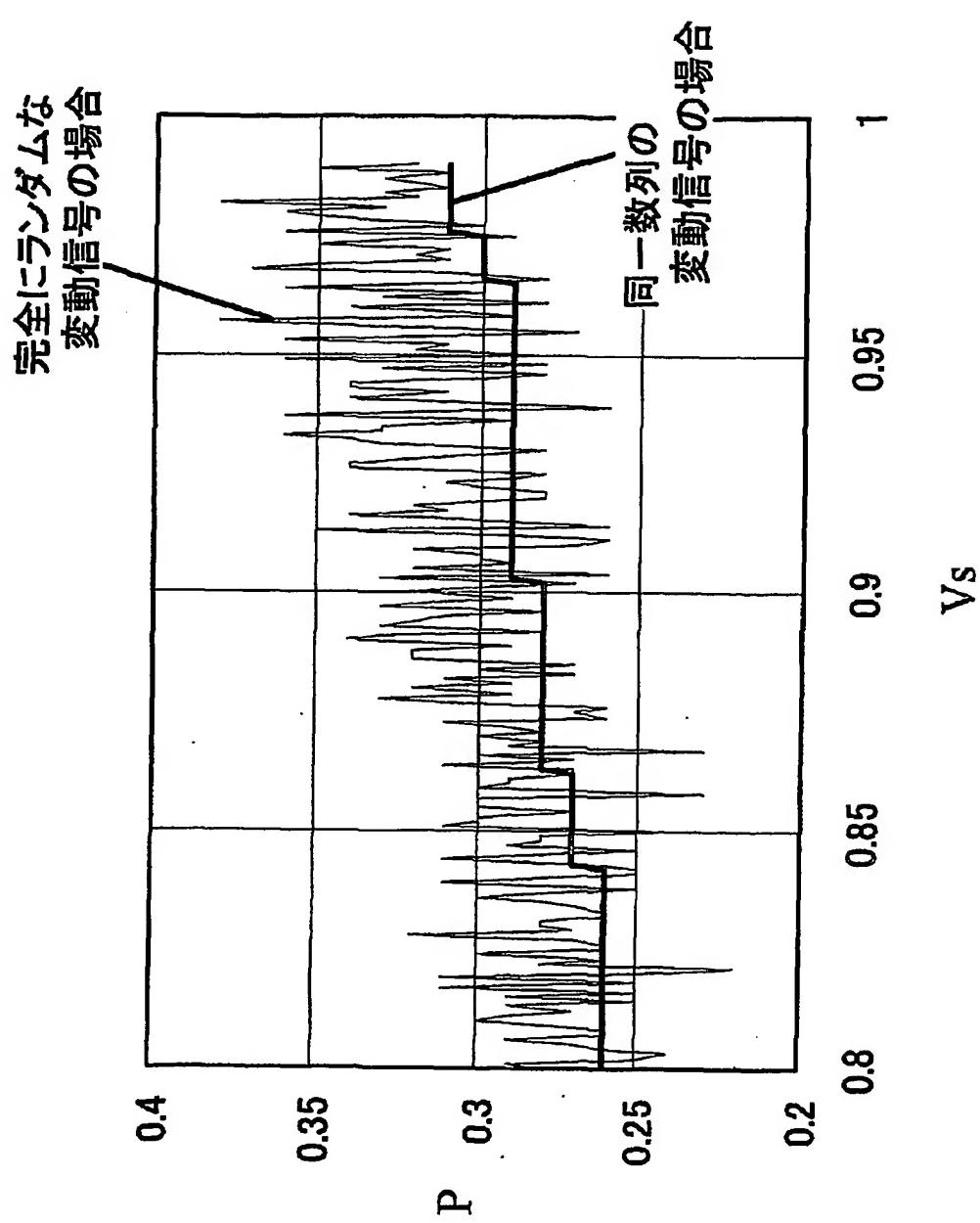
(b)



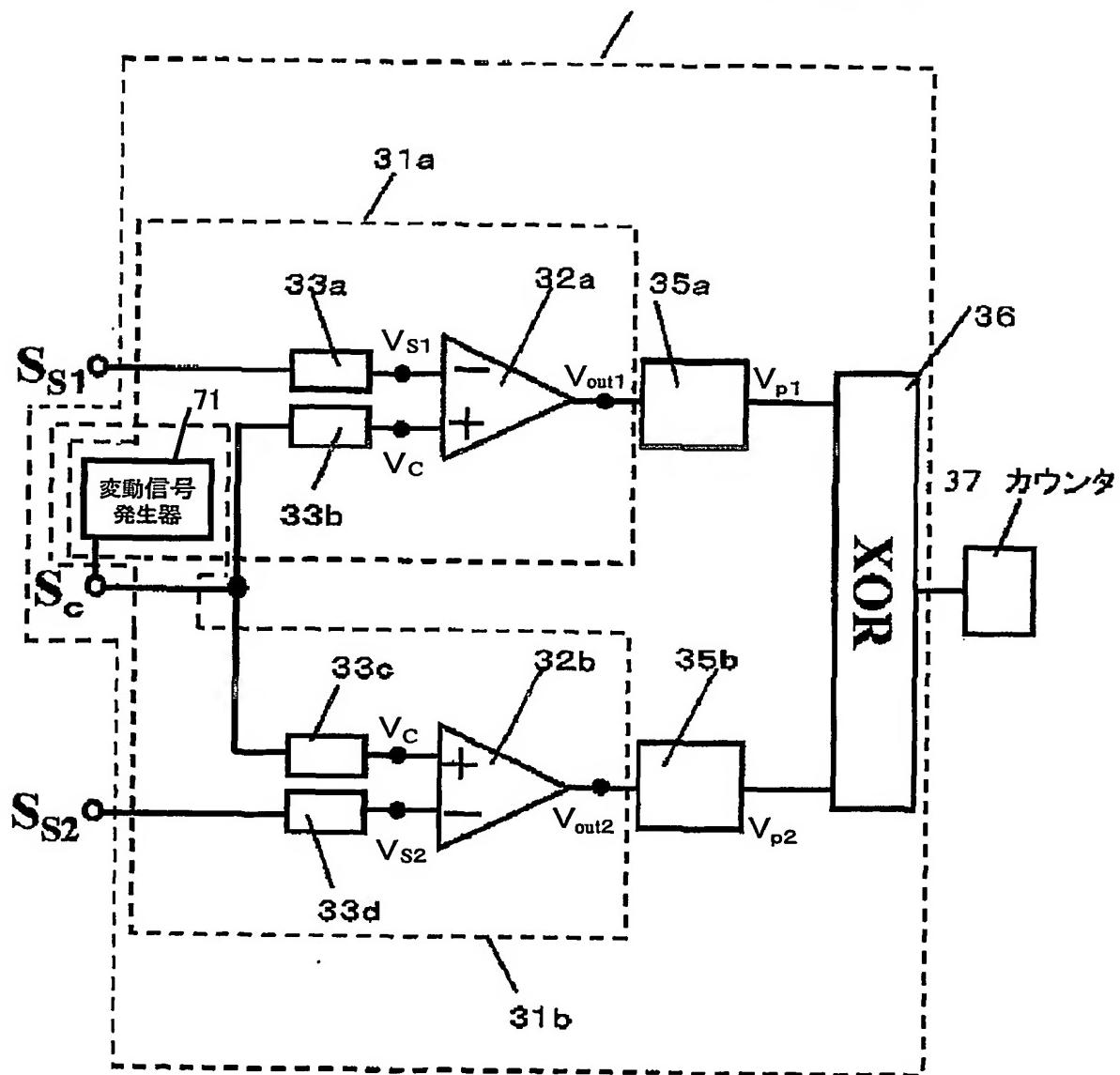
第28図



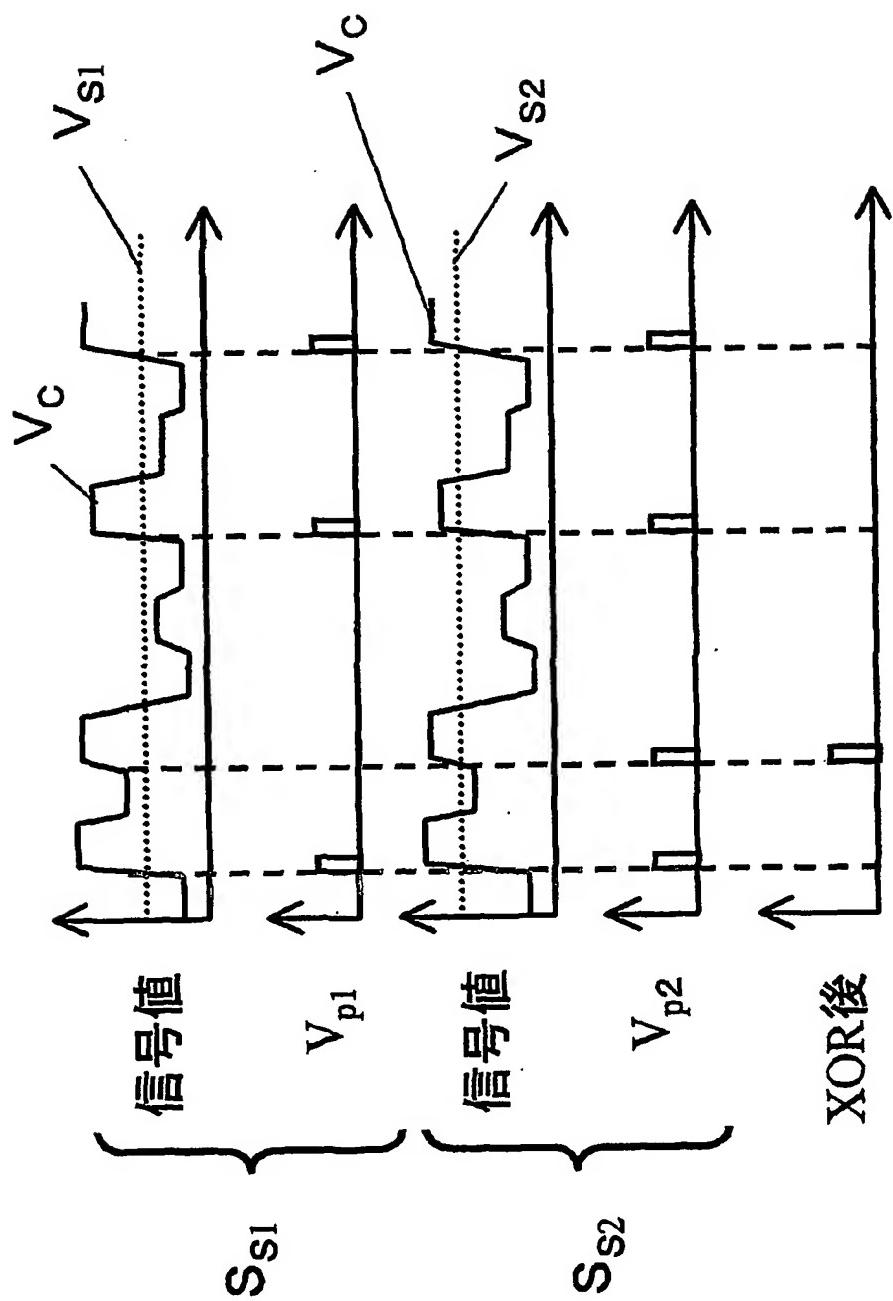
第29図



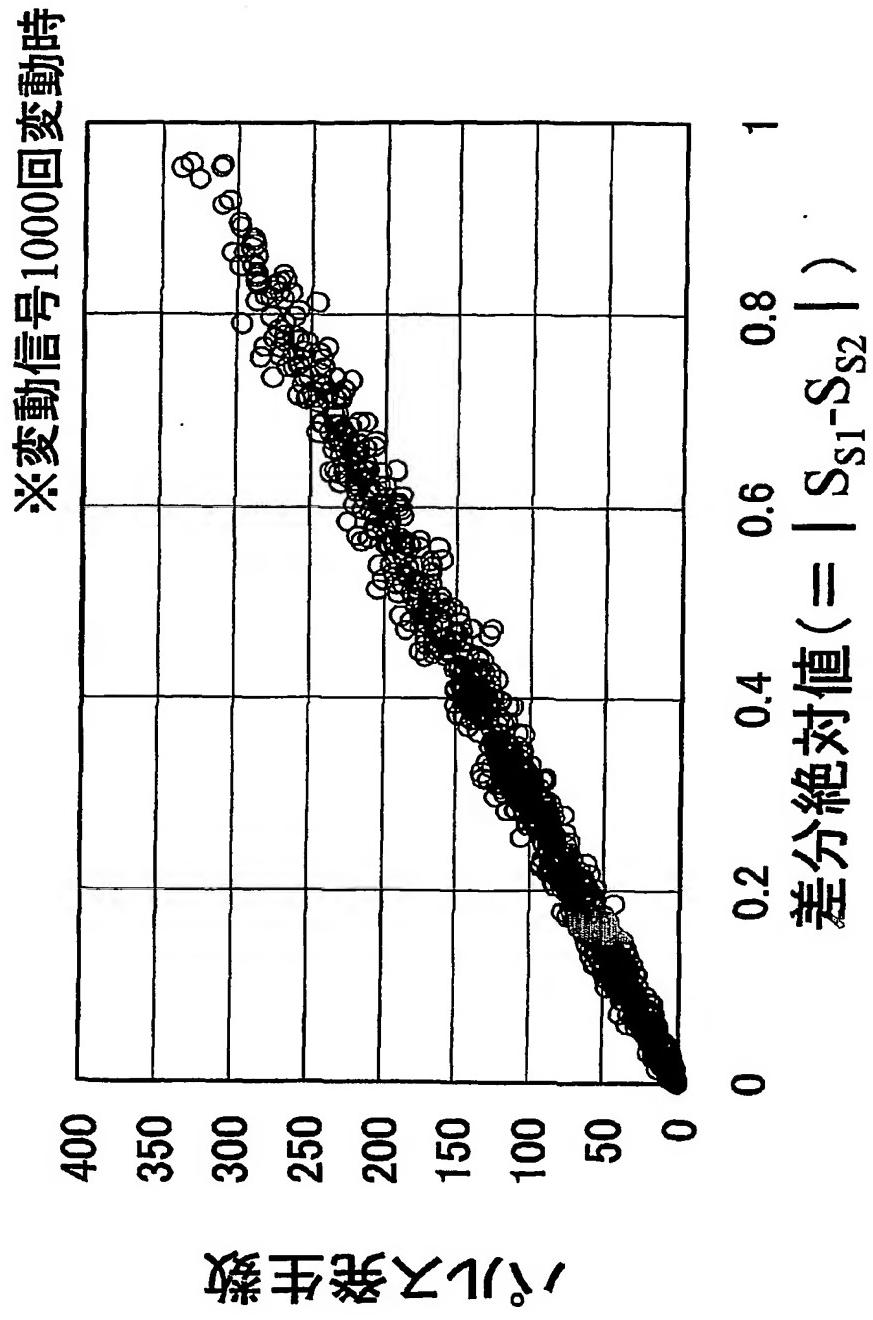
30 差分絶対値演算器



第31図



第32図



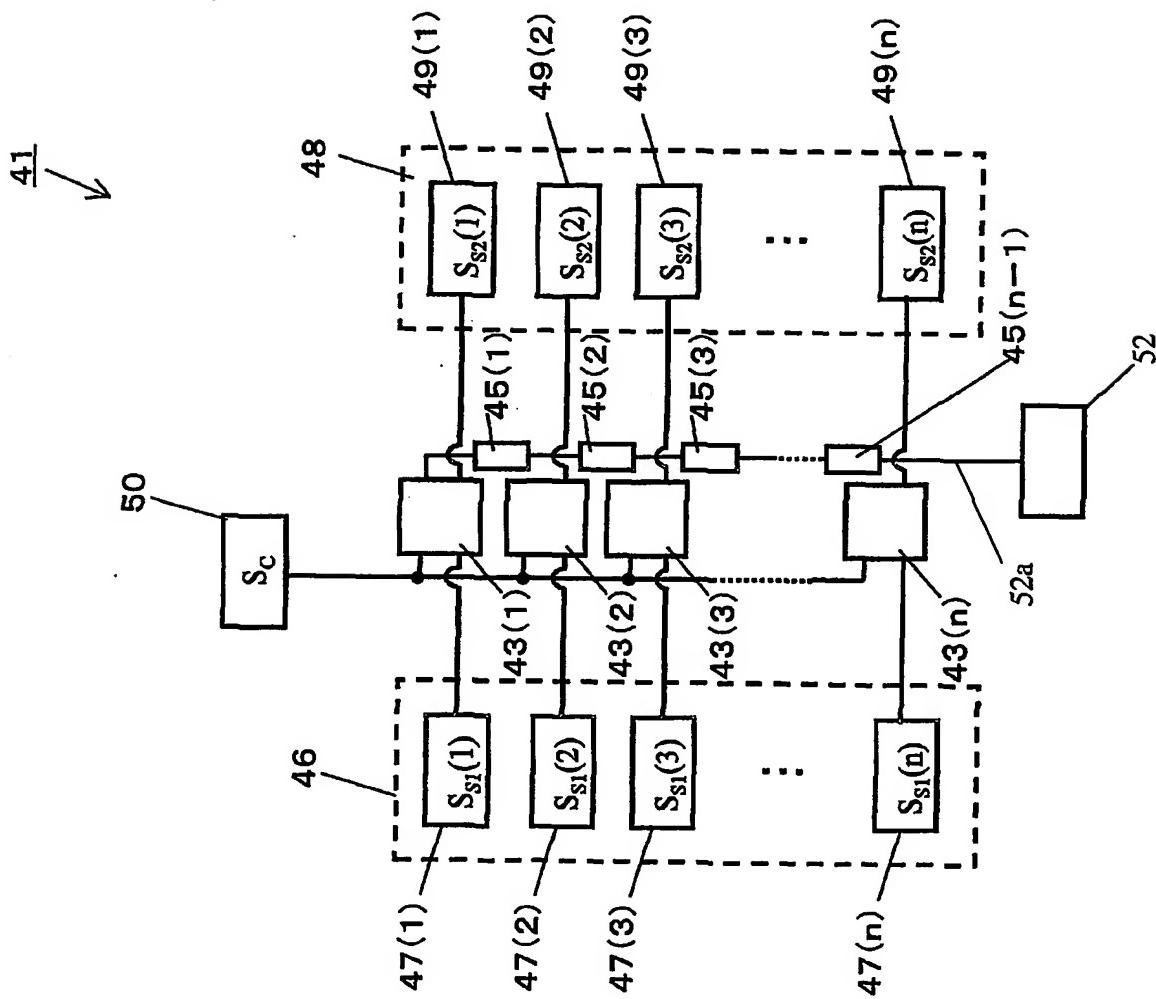
日本特許庁

BEST AVAILABLE COPY

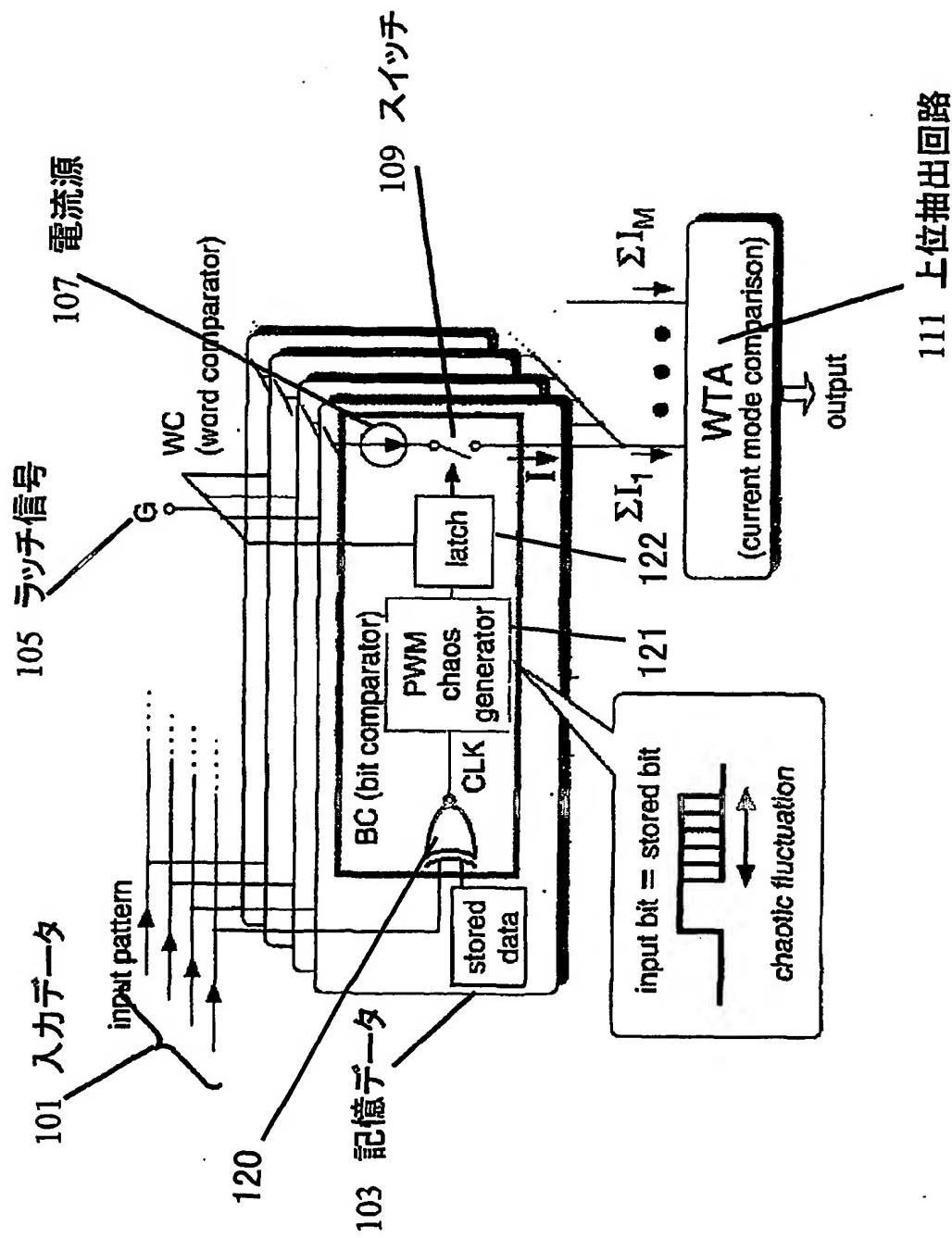
(USPTO)

第33図

33/36

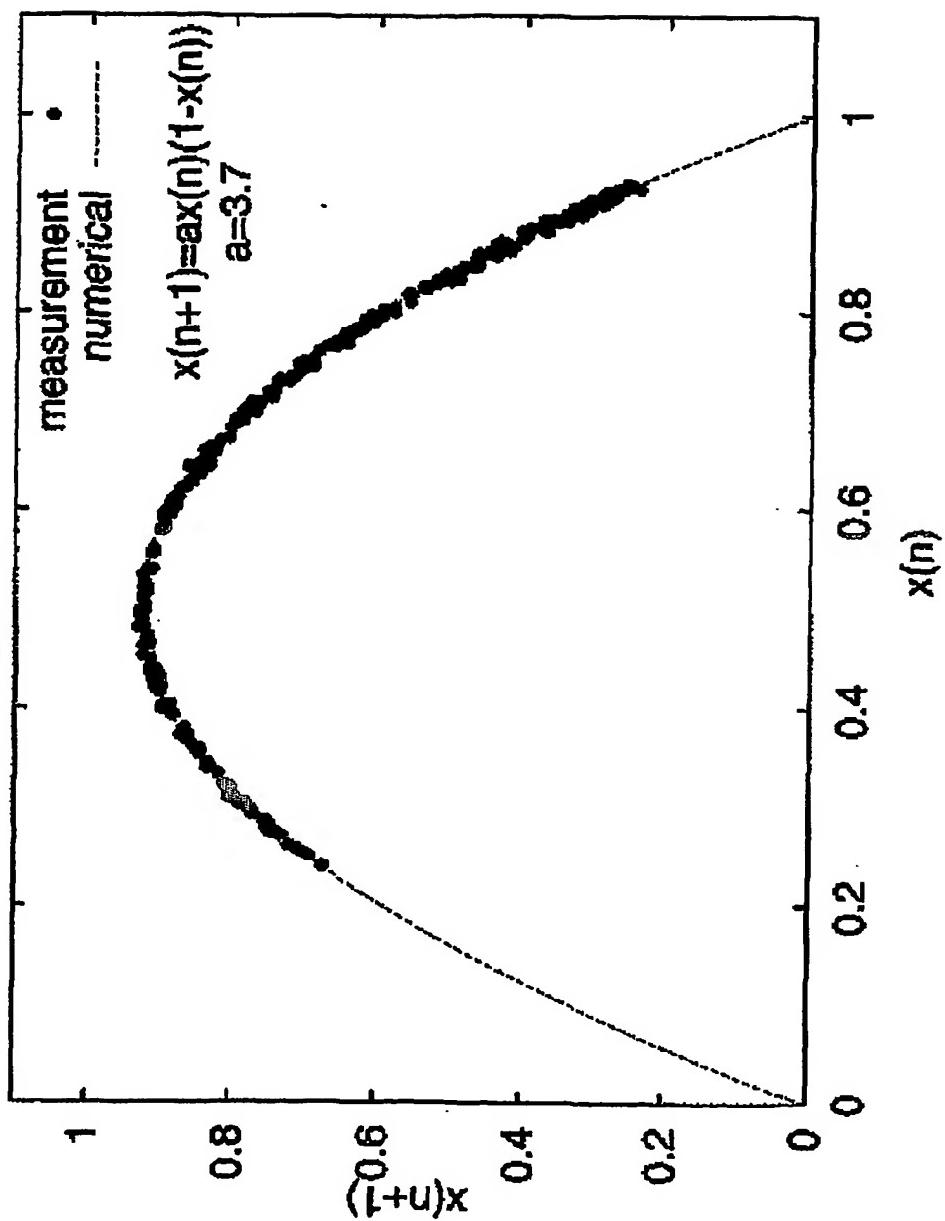


第34図



BEST AVAILABLE COPY

第35図



参照符号一覧表

- 1 確率的パルス発生器
 3 比較器
 5 a, 5 b 電圧変換器
 7 エッジ検出回路
 9, 52 カウンタ
 11 遅延回路
 13 AND回路
 20 確率的パルス発生器
 21 比較器
 23 a, 23 b スイッチ
 30 差分絶対値演算器
 31 a, 31 b 確率的パルス発生器
 32 a, 32 b 比較器
 33 a ~ 33 d 電圧変換器
 35 a, 35 b エッジ検出回路
 36 X O R (排他的論理和) 演算回路
 37 カウンタ
 41 マンハッタン距離演算装置
 43 (1) ~ 43 (n) 差分絶対値演算器
 45 (1) ~ 45 (n - 1) 遅延回路
 46 ベクトル
 47 (1) ~ 47 (n) 要素に対応する信号
 48 ベクトル
 49 (1) ~ 49 (n) 要素に対応する信号
 50, 71 変動信号発生器
 51 確率的パルス発生器
 52 a 配線
 53 ローパスフィルタ
 55 信号解析器
 61 制御ランダム信号発生器
 201 演算器
 202 遅延回路
 S_c 変動信号
 S_s 入力信号
 SW スイッチ
 V_c 制御ランダム信号、変動信号
 V_s 検出信号、入力電圧
 V_p パルス
 V_{o,u} 比較器の出力

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/002480

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H03K3/84

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H03K3/84

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	JP 62-264717 A (Nippon Bunko Kogyo Kabushiki Kaisha), 17 November, 1987 (17.11.87), Claim 1; Figs. 1, 2; page 5, upper left column, line 5 to page 6, upper left column, line 3 (Family: none)	1-5, 7-13, 18 6, 14-17
X A	JP 48-102557 A (Japan Atomic Energy Research Institute), 22 December, 1973 (22.12.73), Page 2, upper left column, last line to upper right column, line 10 (Family: none)	1-5, 7-13, 18 6, 14-17

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

- * Special categories of cited documents:
- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
24 May, 2004 (24.05.04)Date of mailing of the international search report
08 June, 2004 (08.06.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2004/002480

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	JP 51-111041 A (Director General, Agency of Industrial Science and Technology), 01 October, 1976 (01.10.76), Claims; all drawings (Family: none)	1-5, 7-13, 18 6, 14-17
X A	JP 8-265109 A (Kabushiki Kaisha Yuragi Kenkyusho et al.), 11 October, 1996 (11.10.96), Figs. 1, 2 (Family: none)	1-5, 7-13, 18 6, 14-17
X A	JP 5-243922 A (Alps Electric Co., Ltd.), 21 September, 1993 (21.09.93), Fig. 5 (Family: none)	1-13, 18 14-17

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int. Cl' H03K3/84

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int. Cl' H03K3/84

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP 62-264717 A (日本分光工業株式会社) 198	1-5, 7-13, 18
A	7. 11. 17, 請求項1、第1, 2図、第5頁左上欄第5行～第6頁左上欄第3行 (ファミリーなし)	6, 14-17
X	JP 48-102557 A (日本原子力研究所) 1973. 1	1-5, 7-13, 18
A	2. 22, 第2頁左上欄末行～同頁右上欄10行 (ファミリーなし)	6, 14-17
X	JP 51-111041 A (工業技術院) 1976. 10. 0	1-5, 7-13, 18
A	1, 特許請求の範囲, 全図 (ファミリーなし)	6, 14-17
X	JP 8-265109 A (株式会社ゆらぎ研究所 (他1名))	1-5, 7-13, 18
A	1996. 10. 11, 図1, 2 (ファミリーなし)	6, 14-17

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
- 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
- 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
- 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
- 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

- 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
- 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
- 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
- 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

24. 05. 2004

国際調査報告の発送日

08. 6. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

柳下 勝幸

5X 9561

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P 5-243922 A (株式会社アルプス電気) 1993.	1-13, 18
A	09. 21, 図5 (ファミリーなし)	14-17